SELEZIONE DI TECNICA 9

RADIO TV HIFI ELETTRONICA

L. 2.000*

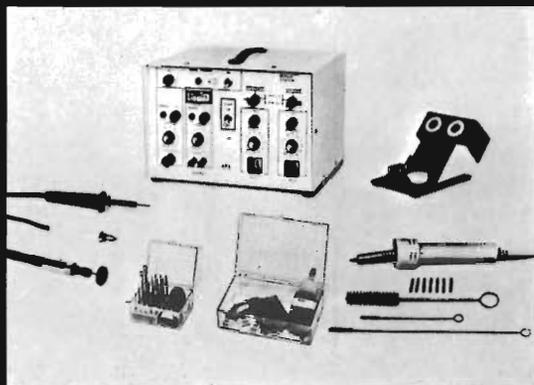
SETTEMBRE 1980

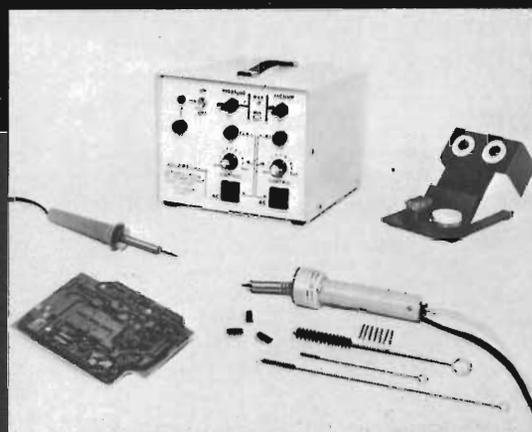
Costruiamo un bug elettronico a CMOS • Tracciacurve per semiconduttori di piccola e media potenza • Multimetro numerico da 3 cifre e 1/2 • Corso di elettronica digitale e calcolatori • Assistenza TV e impianti di antenna • Schede riparazione TV • Nuovi prodotti

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

Sistemi ed attrezzature per il ripristino e la riparazione dei circuiti stampati

Modello PRS 475

- Temperatura e pressione controllate
- Attrezzo multi-uso a velocità variabile con attacco flessibile
- Sezione per attrezzi termo-controllati
- Accessori opzionali per spelare, aggraffare etc.

Modello EX 500

- Unico attrezzo dissaldante e pompa aspirante in una sola mano
- Comando a pedale
- Supporto per attrezzi

Modello EX 550

- Apparecchiatura estremamente economica
- Attrezzo dissaldante EX 1000 in una sola mano
- Immediata rimozione dei componenti da circuiti a doppia faccia

Modello WES 069

- Uniforme elettro-metallizzazione
- Accessori di pulitura preventiva dei circuiti
- Compatta, semplice da usare

DESIDERO RICEVERE MAGGIORI INFORMAZIONI SUI SISTEMI DI RIPRISTINO DEI CIRCUITI STAMPATI

☐ CATALOGHI APE ☐ DISTRIBUTORE

☐ LISTINO PREZZI Sel. 9/80

cognome e nome

indirizzo

Ritagliare o scrivere: spedire a OK MACHINE & TOOL ITALIA srl - 20149 Milano - Via Ravizza, 34/1

OK MACHINE & TOOL ITALIA SRL
VIA C. RAVIZZA, 34/1 - 20149 MILANO
TEL. 483.463 - 49.83.573 - TELEX 320419

SELEZIONE DI TECNICA
RADIO TV HIFI ELETTRONICA

Editore J.C.E.
Direttore responsabile:
RUBEN CASTELFRANCHI
Direttore tecnico:
PIERO SOATI
Capo redattore:
GIAMPIETRO ZANGA
Redazione:
GIANNI DE TOMASI - SERGIO CIRIMBELLI
FRANCESCA DI FIORE - DANIELE FUMAGALLI
MARTA MENEGARDO
Grafica e impaginazione:
MARCELLO LONGHINI
Laboratorio:
ANGELO CATTANEO
LORENZO BARRILE
Contabilità:
ROBERTO OSTELLI - M. GRAZIA SEBASTIANI
Diffusione e abbonamenti:
PATRIZIA GHIONI - ROSELLA CIRIMBELLI - LUIGI DE CAO
Corrispondente da Roma: GIANNI BRAZIOLI
Collaboratori: Lucio Biancoli - Paolo Bozzola - Filippo Pipitone - Lodovico Cascianini - Sandro Grisostolo - Giovanni Giorgini - Adriano Ortile - Amadio Gozzi - Gloriano Rossi - Domenico Serafini - Pierangelo Pensa - Lucio Visintini - Giuseppe Contardi
Pubblicità:
Concessionario per l'Italia e l'Estero:
REINA & C. S.n.c.
Via Ricasoli, 2 - 20121 MILANO
Tel. (02) 803.101 - 866.192 - 805.09.77 - 864.066 - Telex 320419 BRUS I
Concessionario per USA e Canada:
INTERNATIONAL MEDIA MARKETING 16704 Marquardt Avenue
P.O. Box 1217 CERRITOS, CA 90701 (213) 926-9552
Direzione Redazione:
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. 61.72.671 - 61.72.641
Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73
Stampa:
ELCOGRAF - Beverate (CO)
Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma
Spediz. in abbon. post. gruppo III/70
Prezzo della rivista L. 2.000
Numero arretrato L. 3.000
Abbonamento annuo L. 20.000
Per l'Estero L. 30.000
I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore - J.C.E.
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275
Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa Periodica Italiana

Uno stabilimento Kenwood in Europa

La Kenwood-Trio Corp. sta valutando la possibilità di costruire un impianto in Europa nel quale produrre sistemi HI-FI, si da sottrarsi in futuro a pericoli protezionistici.

La società è indecisa fra la Gran Bretagna ed il Belgio, con qualche preferenza verso il primo paese.

La Kenwood pensa ad uno stabilimento il cui costo si aggiri fra 2 e 3,5 miliardi di lire nel quale costruire tuners e componenti audio per auto.

Accordo Philips Discovision

La Discovision Associated, una jont-venture della IBM e della MCA, ha firmato un accordo di collaborazione con la Philips per lo scambio di licenze sui brevetti, ivi compresi quelli relativi ai videodischi e ai disk players.

Con il presente accordo viene creato un collegamento con la tecnologia dell-'hardware in possesso della casa olandese per i sistemi di registrazione ottica ed inoltre viene altresì stretta la connessione con l'attività di software svolta da anni da Philips e MCA insieme.

Nello stesso tempo però l'accordo non limita la sfera operativa del gruppo olandese il quale continuerà in piena autonomia a gestire la penetrazione sul mercato dei propri videoregistratori a disco realizzati secondo la tecnologia ottica, il cui sfruttamento commerciale è già stato concesso a tre società internazionali.

Calcolatrici o calcolatori?

Ha una tastiera formata da lettere e numeri, è in grado di trattare sia parole che digits, può venire programmato in un Basic, costa poco più di centomilalire. Sono queste le principali caratteristiche di un calcolatore tascabile sviluppato dalla Sharp capace di riempire il vuoto esistente fra le normali calcolatrici ed i computers. L'unità si chiama PC-1210. Pur avendo proprietà tipiche di alcuni personal computers di basso livello, la macchina della Sharp più che a questo mercato si rivolge a quello servito dall'industria delle sofisticate calcolatrici elettroniche. La PC-1210, le cui vendite in Europa sono iniziate da alcune settimane, ha 26 memorie per i dati e dispone di 400 passi per la programmazione delle istruzioni. Un normale registratore a cassette può venire utilizzato come ulteriore supporto di memorizzazione. Ad un prezzo di circa il 50% superiore la società giapponese offre da pochissimo tempo il PC-1211, la cui memoria principale ha una capacità di circa 1000 bytes, un quarto di quella del TRS-80 della Tandy Corp. che viene considerato l'antesignano dei personal computers.

Entrambi i prodotti rappresentano il frutto di un avanzamento sempre più spinto della tecnologia elettronica. Il basso prezzo è giustificato da alcune limitazioni. Gli apparecchi mancano di stampanti ed inoltre il display ha un solo strip di caratteri. Inoltrandosi nell'autunno la Sharp ha in programma versioni dotate di display a cristalli liquidi di quattro linee per un totale di 80 caratteri e di stampanti. In un periodo successivo la società giapponese progetta un'ulteriore miglioramento degli stessi fino a farne degli apparecchi di generalizzata diffusione per collegarsi via linee telefoniche con grossi calcolatori.

Sharp: migliora la redditività

Ottimi risultati sono stati evidenziati dalla Sharp nell'esercizio al 31 marzo: le vendite sono ammontate a 1460 miliardi di lire circa, con un incentivo del 16,4% sui precedenti 12 mesi. Gli utili netti sono risultati pari a 46 miliardi, con una progressione del 44,8%. Per il corrente esercizio la Sharp prevede di poter estendere le vendite del 18% e gli utili del 20%.

USA: minacciati 65.000!

Se l'Amministrazione Carter non interverrà con nuove misure restrittive e protezionistiche i 65.000 addetti che negli Stati Uniti si dedicano al montaggio di televisori nel giro di poco tempo si troverebbero senza lavoro. Con la eliminazione dei vincoli sull'import è infatti previsto un notevolissimo afflusso di apparecchi costruiti in Sud Corea, Formosa e Giappone.

L'Eurosatellite quasi pronto per il decollo

Segnale verde al progetto franco-tedesco per la realizzazione di un satellite per la diffusione diretta di segnali televisivi. La gestazione di questa collaborazione è stata particolarmente travagliata, più a livello industriale che politico. Come sempre in questi casi si trattava di dosare le risorse fra le varie e numerose forze di campo.

Alla fine è stata trovata una soluzione che accontentava gli uni e gli altri. Da parte francese le società in causa sono la Thomson-CSF e l'Aerospatiale. Da parte tedesca i soliti due nomi: AEG-Telefunken e MBB-Messerschmitt - Bölkow Blöhm.

Insieme queste hanno costituito il gruppo Eurosatellite. Il progetto, al quale non è escluso possa partecipare un terzo paese, prevede la messa in orbita entro il 1984 di due satelliti e la disponibilità di un terzo a terra.

L'investimento complessivamente necessario supera i 240 miliardi di lire ed al suo finanziamento provvederanno in parti eque i due governi. Nella ripartizione delle commesse l'industria tedesca godrà invece di un piccolo vantaggio: il 54% dell'interà torta sarà sua.

Sono anni che francesi e tedeschi esaminano la possibilità di una iniziativa congiunta nel campo della televisione spaziale. I negoziati si sarebbero ancora protatti per del tempo se a spingere i due partner ad una conclusione non fosse stata una circostanza ancora una volta più economica che politica. Alla televisione diretta vanno sempre con maggiore assiduità interessandosi americani e giapponesi la cui esperienza potrebbe col passare dei mesi oscurare ogni velleità europea, già alle prese con problemi di fondi.

Lavorando fianco a fianco e spalleggiati finanziariamente e diplomaticamente dai rispettivi governi i quattro dell'Eurosatellite ritengono di avere buone chances per esportare know-how ed apparecchiature per la realizzazione di reti via satellite verso paesi terzi quali: Cina, Lussemburgo, Svezia, Norvegia, etc.

Un nuova stabilimento della Sony nel Galles

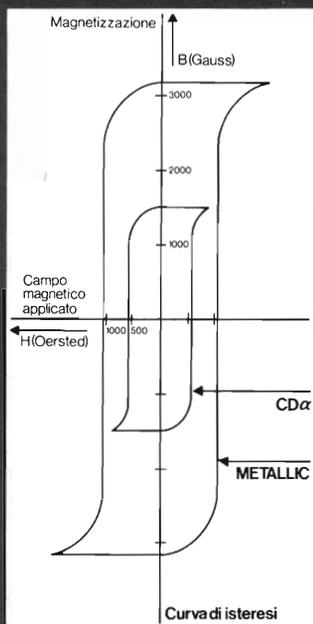
Uno stabilimento attrezzato per la fabbricazione di tubi per TVC sarà realizzato dalla Sony nel Galles, nelle immediate adiacenze di altri impianti della stessa casa già in funzione. La località si trova nel Galles del Sud, a Bridgend.

L'investimento richiesto supera i 17 miliardi di lire. L'iniziativa cade nel momento in cui stanno per spirare le licenze per l'utilizzazione del sistema PAL che impedivano alle case giapponesi di esportare televisori di grosse dimensioni (dai 22 pollici in su) verso l'Europa. Inoltre la fabbrica viene ad intaccare una situazione di forte squilibrio creatosi in Gran Bretagna nel settore dei TVC in seguito alla decisione della Thorn di sospendere la produzione di tubi. L'approvvigionamento di questi, di conseguenza, era garantito da un solo costruttore, la Mullard del gruppo Philips.

La costruzione del nuovo stabilimento, finanziato con l'aiuto del governo inglese, permetterà alla Sony di raddoppiare a 150 mila il numero di televisori prodotti in Gran Bretagna, con la possibilità di un successivo aumento a 200.000 unità.

SONY®

METALLIC 46

i nuovi confini della purezza

SONY METALLIC DATI DI PROVA

Velocità di scorrimento nastro	: 4,8 cm/s
Altezza della traccia	: 1,5 mm
Traferro testine di registrazione	: 2 um
Livello di riferimento	: 0 dB = 250 nWb/m
Equalizzazione	: 3180 us + 70 us (METALLIC, FeCr e CDα)

TERMINOLOGIA

MOL 333 (Max output Level)	: massimo livello d'uscita a 333 Hz con distorsione armonica di terzo ordine del 3%
MOL 10K (Max output Level)	: massimo livello d'uscita a 10 kHz
S 333	: sensibilità a 333 Hz
S 10K	: sensibilità a 10 kHz
THD 333 (Third order harmonie distortion)	: Distorsione armonica di terzo ordine a 333 Kz
BN ((Bias noise)	: Rumore di Bias misurato secondo lo standard NAB (valore pesato).

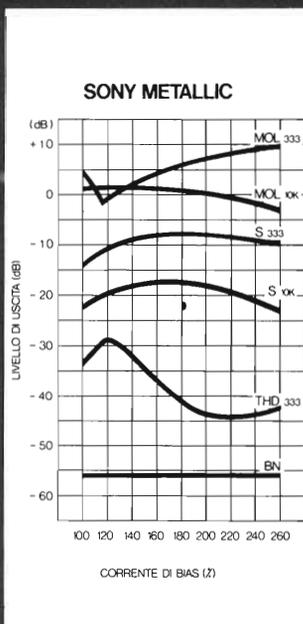
SONY METALLIC

(dB) +10, 0, -10, -20, -30, -40, -50, -60

LIVELLO DI USCITA (dB)

MOL 333 · MOL 10K · S 333 · S 10K · THD 333 · BN

100 120 140 160 180 200 220 240 260

CORRENTE DI BIAS (%)

Compact Cassette SONY METALLIC. Un nastro rivestito da particelle di metallo purissimo, anziché di ossido: per una risposta in frequenza ed una dinamica eccezionali, un ottimo rapporto segnale/disturbo e una distorsione estremamente bassa. Protetto da un contenitore le cui parti mobili interne presentano superiori caratteristiche meccaniche: portanastro antioscillazione a due spessori e lamine antiattrito.
Per riproduzioni di altissima qualità sui Decks SONY predisposti ai nastri metal.

Sony: 6 tipi di nastro per un più alto rendimento ad ogni livello di impianto.

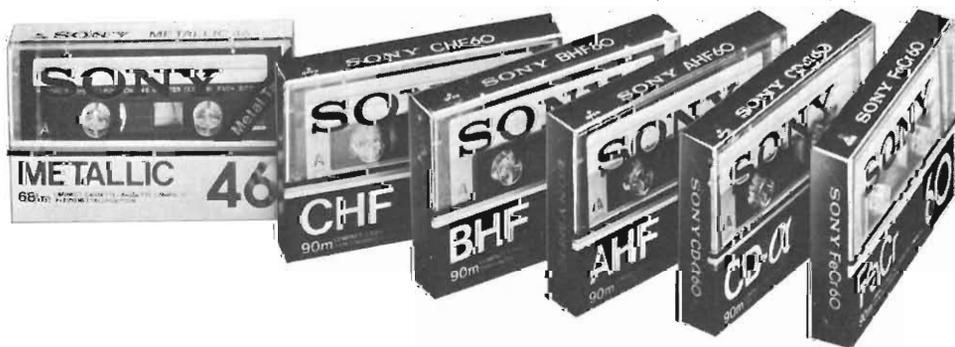
CHF 60/90/120 - BIAS: normale/EQ: normale.
Per parlato. Eccellente anche con registratori di meccanica semplice.

BHF 60/90 - BIAS: normale/EQ: normale.
Parlato e musica. Ottima resa anche con apparecchi non dotati di selettori Bias e EQ.

AHF 60/90 - BIAS: normale/EQ: normale.
Per musica. Alta densità magnetica e forza coercitiva. Migliore gamma dinamica con ridotta distorsione in uscita.

CDα 60/90 - BIAS: high/EQ: Cr O_2.
Per apparecchi di qualità. Elevata stabilità, forza coercitiva e densità magnetica. Soppressione del sibilo, distorsione molto ridotta.

FeCr 60/90 - BIAS: normale/EQ: FeCr.
Per registrazioni musicali di alta qualità, anche dal vivo. Due strati a coercitività differenziata. Gli alti sono senza distorsione. Medi e bassi di eccezionale linearità.

Metallic 46 - BIAS: metal/EQ: metal.
Per apparecchi di alto livello predisposti al metal. Coercitività doppia e magnetizzazione residua in misura ancora maggiore. Altissima risposta musicale.

A
JAPAN
SONY
TYPE IV (METAL) POSITION.
46 MINUTES (23 MIN. EACH SIDE)
METALLIC 46
DOLBY NR
METALLIC 46
CHF
BHF
AHF
CD-α
FeCr
ascolto,
dunque
SONY®

La Hitachi a gonfie vele

Quello chiusosi al 31 marzo scorso è stato un buon esercizio per la Hitachi. Il consuntivo si riassume in due cifre: vendite per 6.300 miliardi circa di lire e utili per 196 miliardi. Le prime evidenziano un aumento del 13% rispetto ai precedenti 12 mesi; i secondi una progressione del 14%. C'è stato un sensibile miglioramento nella redditività dovuto in parte a cause di natura monetaria ma in parte non meno significativo ai maggiori margini di guadagno ottenuti sulle vendite di prodotti consumer e di altri articoli elettronici.

Da rilevare che l'apporto del settore consumer alla formazione del fatturato si è aggirato intorno a 1560 miliardi, i due terzi dei quali all'estero.

Per il corrente esercizio la Hitachi ritiene esistano le premesse per ulteriori aumenti sia di fatturazioni che di profittabilità. Due segmenti nei quali la società investirà fortemente saranno quello dei semiconduttori e quello dei videoregistratori. Per estendere la capacità interna di produzione per i chip a semiconduttore la Hitachi prevede di spendere una quarantina di miliardi di lire, pari ad un terzo dell'intero budget. A questi oneri sono poi da aggiungere quelli derivanti dalla costruzione di un impianto in Europa, e dall'avviamento di un analogo impianto negli Stati Uniti.

Per i VTR la Hitachi programma di rivedere entro l'anno l'attuale resa mensile pari a 30 mila apparecchi e nel contempo deciderà verso quale dei tre formati di videodisco optare, non intendendo sviluppare un proprio autonomo sistema.

Vale $ 65 milioni il consumer NS

Con i prodotti consumer la National Semiconductor, nell'esercizio al 31 maggio, avrebbe registrato un fatturato di 65 milioni di dollari con un guadagno attorno al 9-10%. Dopo le negative vicissitudini del passato la National Semiconductor si dedica oggi a produrre orologi e calcolatori di basso livello per il commercio organizzato nonchè giochi elettronici per clienti OEM come la Mattel. Nel corrente esercizio le vendite, si stima si evolveranno di circa il 30% con un miglioramento nella redditività. La società ritrae la maggior parte degli introiti e dei profitti dai semicondutori. Le vendite di questi sono assommati nello scorso esercizio a 745 milioni di dollari e dovrebbero aumentare quest'anno a 845 milioni di dollari.

Un Prestel internazionale

Allo scopo di espandere il mercato del Prestel, il sistema computerizzato per la ricerca di informazioni, il Britsh Post Office ha deciso di internazionalizzarlo, proponendo una iniziativa che coinvolge circa 250 società di sette Paesi. Ciascuna di queste società, tra cui alcune di nazionalità australiana e americana, avrà accesso a databases situati a Londra contenenti migliaia di informazioni su valute, quotazioni, prezzi ed altre attività economiche-finanziarie. La trasmissione delle informazioni avverrà su linee telefoniche mentre la loro presentazione visiva sarà effettuata tramite televisori opportunamente adattati.

La JVC raddoppia con i videoregistratori

L'offensiva del Giappone sul fronte dei videoregistratori viene assai lucidamente rispecchiata dai risultati economici-finanziari realizzati dalla Victor Company (JVC) nell'esercizio al 20 marzo scorso. Nel suddetto anno fiscale le vendite sono assommate a 940 miliardi circa di lire e gli utili a circa 30 miliardi di lire, incrementi rispettivamente del 36% e del 107% sul precedente esercizio. Gli apparecchi VTR hanno generato il 60% dei profitti ed il 43% delle vendite, con aumenti sensibili rispetto ai precedenti 12 mesi. La JVC, una azienda posseduta al 50,2% dalla Matsushita, produce attualmente 75.000 videoregistratori al mese ma sta potenziandosi per elevare tale livello ai 100 mila pezzi. Di tutti i VTR prodotti il 55% affluisce in Europa. Nei futuri programmi rientrano:

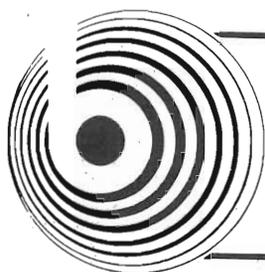
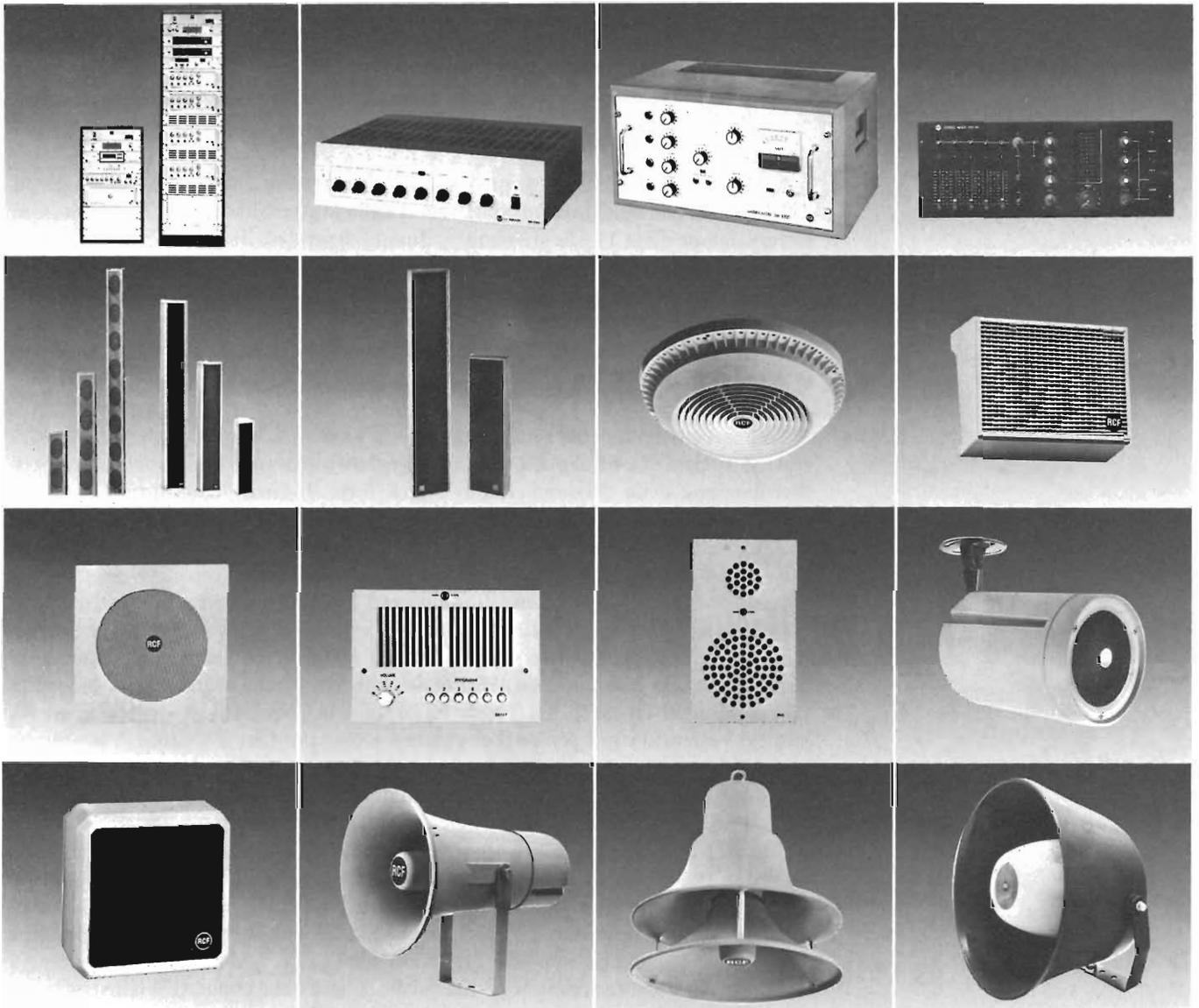
a) la costituizione di parecchie Joint-ventures con società od investitori esteri;
b) l'introduzione nel 1981 di un home video disc system (VHD) in funzione del quale sono stati autorizzati quest'anno investimenti per 25 miliardi di lire;
c) un aumento delle spese di investimento per il corrente esercizio a 82 miliardi da 37 miliardi di lire della gestione precedente.

Un chip che parla due lingue

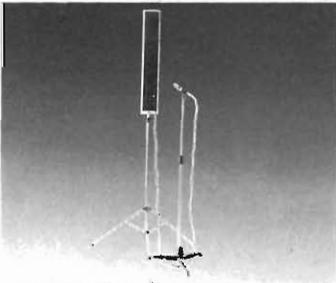
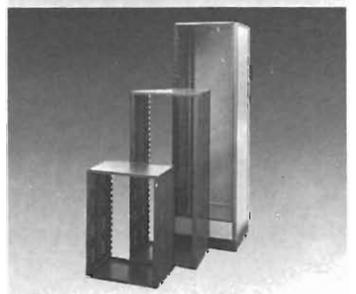
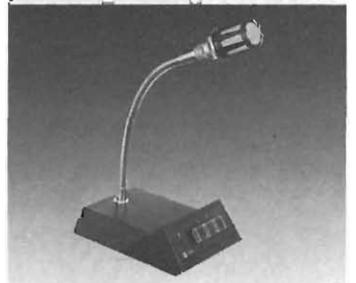
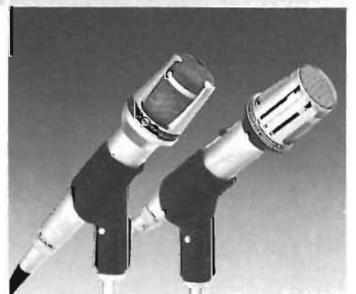
La Texas Instruments, la prima società a produrre un chip a basso costo per la sintesi vocale, ha oggi un serio contendente nella Matsushita Electric Industrial Co. Diversamente dalla TI, che si è sempre rifiutata di vendere il suo chip per proteggere i diritti di proprietà sulla serie di apparecchi Speak & Spell, la società giapponese programma di vendere il suo sintetizzatore sul maggior numero di mercati entro l'anno. Il chip della Matsushita è in grado di sintetizzare due differenti suoni, una funzione per la quale sino ad oggi occorrevano tre chip. Il suo costo si aggira intorno ai 12,50 dollari.

La Radio Shack sposa il videotex

Sul mercato della eleborazione personale la Tanday Corporation di Fort Worth è stata la società che ha saputo, fino ad oggi, fare più di tutti e ciò grazie alla rete di distribuzione della divisione Radio Shack forte di circa 7600 punti di vendita. Complessivamente si calcola che questa società abbia venduto più di 200.000 sistemi TRS-80, pari a circa la metà dei personal computer complessivamente venduti. A partire dallo scorso giugno la Tanday Corp., spronata dagli ottimi successi collezionati con la serie di calcolatori TRS-80, ha deciso di estendere le sue attività inserendosi in un business dalle prospettive molto interessanti. Si tratta del Videotex. In Europa, questo servizio ha già raggiunto una certa notorietà mentre negli Stati Uniti esso è ancora ai primi passi anche se negli ultimi mesi si è assistito ad un notevole risveglio. La Tandy ha captato la possibilità di ripetere il grosso successo mietuto con i personal computers e così a partire dai primi di giugno ha lanciato una massiccia campagna promozionale a favore di questo nuovo prodotto al quale, forse un pò per scaramanzia e un pò per non tradire la linea del passato ha dato il nome di TRS-80 Videotex. Di che si tratti è presto detto. Di un sistema in grado di trasformare il televisore domestico (come display) ed il telefono (come mezzo di trasmissione) in un sistema per l'interrogazione di data-bases contenenti informazioni sul tempo, gli sport, le quotazioni borsistiche, i programmi cinematografici, gli orari ferroviari ed aerei, nonchè eventuali altri servizi che nel tempo verranno sviluppati da apposite organizzazioni.

Il TRS-80 Videotex consiste in una "scatola nera" che connette il televisore ed il telefono, una piccola memoria ed una tastiera. È a partire da quest'ultima che l'utente richiede agli archivi elettronizzati le informazioni di suo interesse, visualizzate sullo schermo televisivo. Tale prodotto costa 400 dollari, un prezzo che esperti della Diebold Inc. giudicano un pochino eccessivo e comunque destinato a flettere se si vuole veramente creare un mercato di grosso consumo. Ancora una volta la forza della Tanday per imporre al publico questo prodotto sta nella sua vasta, quasi capillare rete di commercializzazione. La società, parallelamente alle azioni propagandistiche e promozionali di questi giorni, assume già le ordinazioni. Tra un anno o giù di lì il TRS-80 Videotex sarà disponibile su tutti i suoi 7600 "banchi di vendita". In pari tempo la Tanday progetta di mettere prossimamente in commercio, ad un prezzo vicino ai 200 dollari, un decodificatore per permettere ai possessori dei personal computer (come pure altri apparecchi del genere) di adattare questi a funzioni di accesso ai database.

alcuni dei 459 articoli che, a qualunque
livello di riproduzione sonora
garantiscono una elevata qualità
ed una estrema versatilità d'uso.
Tutti affiancati dalla nostra assistenza tecnica.
Potete fidarvi.

42029 S. Maurizio (Reggio Emilia) - via G. Notari, 1/A - tel. (0522) 91840 (8 linee r.a.)
Commissionario generale per l'estero: Jori s.p.a. - 42100 Reggio Emilia
piazza Vittoria, 1 - tel. (0522) 485245 - telex 530337 Jorire I

studio successo P380

Costruiamo un bug elettronico a CMOS

Ing. M. Michelini - Seconda parte

È giunto il momento di riunire i "sottocircuiti" già analizzati singolarmente e studiare il circuito nel suo insieme.

È quanto fatto nelle *figure 15 e 16* ove si è ripetuto lo schema di fig. 5, si sono omessi i numeri dei piedini dei singoli integrati e si sono riportati i nomi ai vari segnali che è possibile ritrovare nel diagramma temporale di fig. 16.

Occorre fare qualche commento al riguardo. Si nota che l'avviamento delle operazioni è asincrono, il che costituisce un vantaggio; infatti, il carattere viene generato non appena si batte sulla paletta, senza ritardo apprezzabile.

Il diagrama temporale è diviso in due parti, la prima descrive le operazioni quando l'interruttore ACS è chiuso (ACS in OFF), la seconda va immaginata messa al posto della prima dal punto "A" in poi, quando si ha ACS aperto (ACS in ON).

Si vede che con l'ACS in OFF, le condizioni iniziali vengono ripristinate esattamente dopo lo spazio "elementare" seguente l'ultimo carattere generato e che quindi, se si batte una delle palette a mezzo spazio dopo l'ultimo generato, poiché il circuito riparte subito si ha una spaziatura tra i caratteri irregolare, pari a 1,5 spazi elementari. Nel caso di ACS in ON,

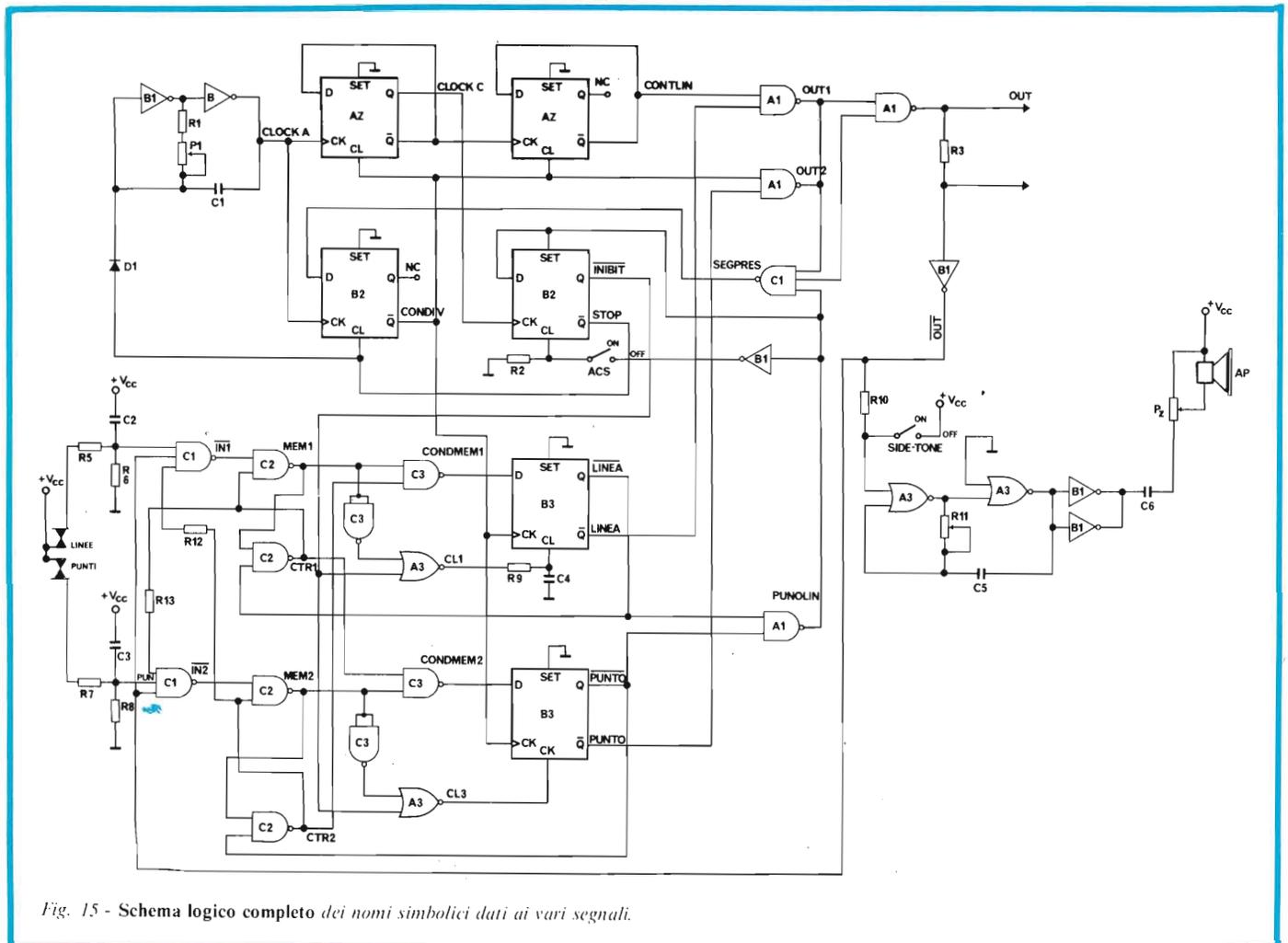



Fig. 15 - **Schema logico completo** *dei nomi simbolici dati ai vari segnali.*

se si lascia passare un tempo superiore a 1 (uno) spazio elementare dall'ultimo carattere generato prima di ribattere una paletta, il circuito introduce automaticamente una spaziatura pari a tre spazi elementari, che è quella corretta tra una lettera e la successiva.

È possibile notare inoltre che ogni carattere viene accettato dalla memoria solo durante la spaziatura che segue l'ultimo generato e che nel caso di operazione combinata, punto-linea-punto (cioé tutte e due le palette schiacciate contemporaneamente), il punto viene accettato solo nello spazio seguente la linea e viceversa la linea viene accettata solo nello spazio seguente il punto. Questo permette un ampio margine di tempo per rilasciare le palette senza introdurre punti o linee indesiderate.

Ciò è controllabile anche sul diagramma temporale di fig. 16 nel quale risulta che entrambe le palette vengono rilasciate dopo che è partita l'ultima linea vedi segnale "OUT"; ciò nonostante non viene generato alcun punto in più.

Per finire due piccoli particolari che sono un pò dei preziosismi: il primo è il gruppo costituito da R9 e C4, che introduce un piccolo ritardo nell'attuazione del Clear del flip-flop delle linee, questo perché si vuole favorire la generazione del punto iniziale nel caso di pressione esattamente contemporanea delle palette, iniziando la maggior parte dei caratteri Morse con il punto; il secondo è forse un pò più complesso e lascio la spiegazione a mò di piccolo concorso: chi mi invierà la spiegazione più corretta della necessità di R12 e R13 riceverà un Kit completo per la realizzazione del tasto elettronico (escluse le palette e il trasformatore), oltre ad avere la sua lettera pubblicata sulle pagine di questa rivista.

Apparentemente inspiegabile potrebbe sembrare R3: essa servirà però quando si vorrà collegare al tasto la memoria elettronica che verrà descritta in un prossimo articolo.

Realizzazione pratica

Dopo questa lunga chiaccherata tecnica parliamo della realizzazione pratica.

Tutti i componenti sono posti su una basetta di vetronite

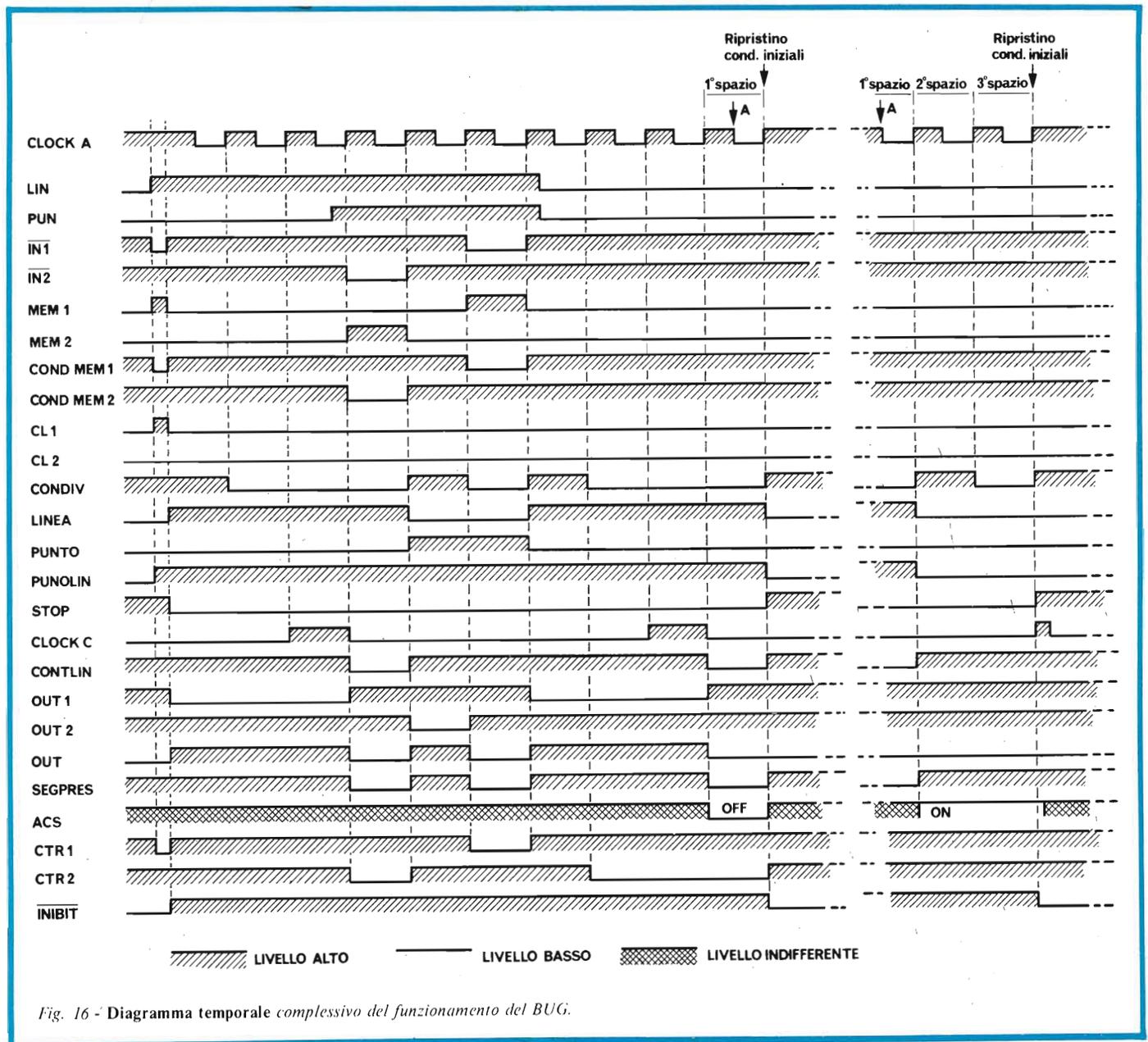



Fig. 16 - **Diagramma temporale** *complessivo del funzionamento del BUG.*

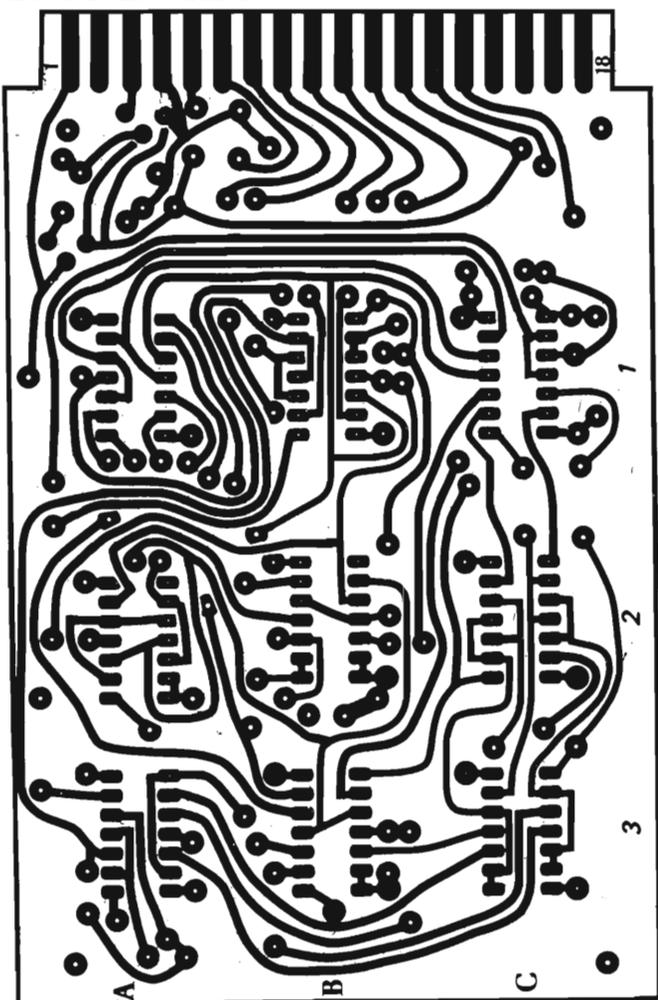



Fig. 17 - **Circuito stampato** *lato saldature, scala 1:1.*

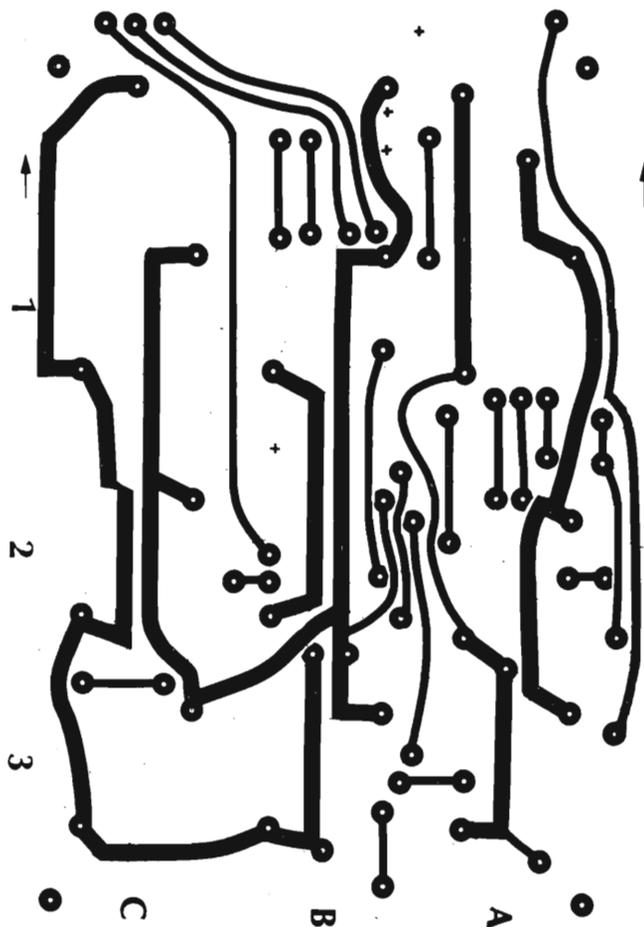



Fig. 18 - **Circuito stampato** *lato componenti, scala 1:1.*

ramata incisa su doppia faccia, ad eccezione del trasformatore, dei potenziometri P1 e P2, dell'altoparlante, degli interruttori e della paletta.

Poiché la realizzazione della basetta e il reperimento del materiale può essere un problema complesso per chi non è dotato delle opportune apparecchiature o abita lontano da centri importanti, ho pensato di facilitarlo rendendo disponibile la basetta incisa su doppio lato, non forata, ma con la

ELENCO COMPONENTI

Resistori

R 1 = resistenza da 33 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 2 = resistenza da 100 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 3 = resistenza da 47 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 4 = resistenza da 47 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 5 = resistenza da 2,7 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 6 = resistenza da 100 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 7 = resistenza da 2,7 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 8 = resistenza da 100 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 9 = resistenza da 47 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 10 = resistenza da 100 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 11 = trimmer miniatura 47 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 12 = resistenza da 100 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 13 = resistenza da 100 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 14 = resistenza da 10 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 15 = resistenza da 1,5 k Ω 1/4 W, 5% o 10%
R 16 = resistenza da 22 k Ω 1/4 W, 5% o 10%

Condensatori

C 1 = condensatore ceramico miniatura 470 nF 50 V
C 2 = condensatore ceramico miniatura 1 nF 50 V
C 3 = condensatore ceramico miniatura 1 nF 50 V
C 4 = condensatore ceramico miniatura 1 nF 50 V
C 5 = condensatore ceramico miniatura 10 nF 50 V
C 6 = condensatore elettrolitico 1 μF 16 V - Assiale
C 7 = condensatore elettrolitico 4,7 μF 16 V o 470|F 16 V - Assiale
C 8 = condensatore ceramico miniatura 10 nF 50 V

Semiconduttori

P 1 = potenziometro miniatura 470 k Ω lineare
P 2 = potenziometro miniatura 2,2 k Ω logaritmico
AP = altoparlante miniatura 40 Ω 0,1 W
T 1 = trasformatore alimentazione miniatura 220V - 9V
Q 1 = transistore NPN BC107 B
Q 2 = transistore PNP 2N2905 / NPN 2N1711; vedi testo
D 1 = diodo germanio AA 119
WO2 = ponte di diodi 100 V 1 A tipo WO2
A 1 = integrato CMOS CD 4011 o MC 14011
A 2 = integrato CMOS CD 4013 o MC 14013
A 3 = integrato CMOS CD 4001 o MC 14001
B 1 = integrato CMOS CD 4069 o MC 14069
B 2 = integrato CMOS CD 4013 o MC 14013
B 3 = integrato CMOS CD 4013 o MC 14013
C 1 = integrato CMOS CD 4023 o MC 14023
C 2 = integrato CMOS CD 4011 o MC 14011
C 3 = integrato CMOS CD 4011 o MC 14011
Connettore femmina 18 poli passo 3,96 mm.
n. 9 zoccolini 16 pin basso profilo
Inoltre interruttori miniatura, tasto squeeze, fusibile e minuterie varie.

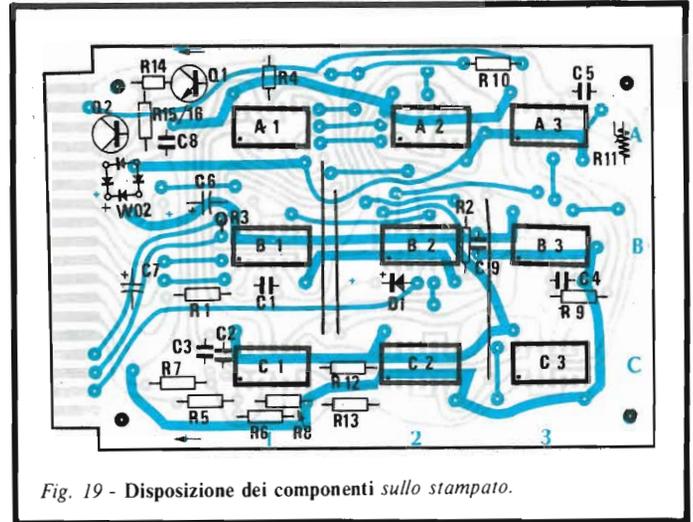



Fig. 19 - **Disposizione dei componenti** *sullo stampato.*

serigrafia dei componenti, oltre al Kit completo, tutto incluso, ad eccezione delle palette, oppure anche le sole palette del tipo rappresentato nell'articolo.

Chi fosse interessato alla cosa è pregato di contattare il N° telefonico **02/391244** (dalle ore 20.30 in poi) di Milano per ulteriori informazioni.

La realizzazione pratica non comporta particolari problemi.

In *figura 17* è riportato il disegno in scala 1:1 del circuito stampato, lato saldature. La *figura 18* riporta, sempre in scala 1:1, la faccia superiore dello stampato, quello rivolto verso i componenti, mentre in *figura 19* trovate la disposizione dei componenti. Chi ha richiesto direttamente la piastra non avrà ovviamente il problema di realizzarla essendo, oltrettutto, serigrafata dal lato dei componenti la disposizione degli stessi. Chi invece vuole realizzare da sé il circuito stia molto attento a fare coincidere i vari registri, posti ai quattro vertici della basetta e facilmente identificabili; si tratta di quattro "pallini" isolati, cioé senza alcun collegamento con altro. A basetta realizzata si possono poi forare tali "registri" con una punta da 3 mm, utilizzando i fori, ad esempio, per il fissaggio meccanico della basetta al contenitore con quattro viti, rondelle e distanziatori isolanti.

Mi raccomando, quando saldate, usate stagno di ottima qualità, un saldatore a punta fine e ben caldo. Usate solo la quantità indispensabile di stagno per ottenere una saldatura robusta e ben lucida. Inoltre, pulite bene il rame prima di saldarlo, meglio se lo fate dopo avere forato la basetta in modo da eliminare eventuali trucioli di rame che potrebbero, in seguito, causare corti circuiti, praticamente invisibili, tra i piedini degli integrati. Usate eventualmente della tela smeriglio molto fine. Vi consiglio poi di sagomare opportunamente con una lima la piastrina in modo che entri correttamente nel connettore e che i contatti cadano in corrispondenza delle piazzuole previste.

Ora qualche consiglio di montaggio: saldate per prima cosa tutti i ponticelli tra le piste inferiori e superiori (visibili anche nella fotografia del circuito finito) e per fare questo usate, per esempio, i pezzetti di filo nudo che avanzano quando, dopo avere saldato le resistenze, si taglia l'eccesso, in lunghezza, dei reofori. Infilateli nei fori e piegateli a mò di "S" sulla basetta, sia sopra che sotto, quindi saldate. Occorre fare molta attenzione a questa operazione, in quanto un ingresso di un CMOS lasciato scollegato non si pone automaticamente a livello 1 come con i TTL, "fluttua" tra un livello e l'altro, facendo impazzire chi deve poi capire quale è il piedino incriminato, specie se è inesperto. È questa una delle cause di maggiore insuccesso con i CMOS. Occorre poi fare i tre ponticelli, con del filo isolato, quelli posti in posizione verticale, come indicato chiaramente sulla disposizione dei componenti.

Consiglio caldamente l'uso di zoccolini per gli integrati. Costano abbastanza poco e permettono di riparare il circuito in un istante, in caso di guasto. Forse al momento di montare il tutto non apprezzerete appieno questo discorso ma la prima volta che dovrete intervenire per sostituire un integrato sospetto, ringrazierete il cielo di averli montati. Usate quindi gli zoccoli, che siano di buona qualità, chi vuole strafare li prenda con tatti dorati, ma sono più che sufficienti quelli nichelati o stagnati. Sono meglio quelli a basso profilo ma se ne avete di altri tipi nel cassetto, non buttateli via, vanno bene ugualmente, forse un pò a discapito dell'estetica.

Dopo aver saldato gli zoccoli, saldate le resistenze e il trimmer miniatura R11 se volete usare il SIDETONE, lasciando perdere per ora le R14, R15 e R16, di cui parleremo in seguito. Montate poi i condensatori, iniziando da quelli ceramici. Usate condensatori miniatura, tenete presente che nel circuito non sono presenti tensioni superiori ai 15 V quindi è inutile comperare condensatori da 200 o addirittura da 630 V di lavoro, quando anche quelli da 50 V sono esuberanti. Inoltre più alta è la tensione di lavoro e maggiore è l'ingombro del condensatore, il che complica notevolmente il montaggio. Nel caso decidiate di non fare mai uso del SIDETONE, scegliete per C7 un condensatore da 4,7 |F 16 V, mentre nel caso opposto montatelo da 470 |F. Questo evita che la nota prodotta sia ronzante. Attenzione a rispettare la polarità degli elettrolitici. Nel caso non interessi avere assolutamente il SIDETONE, si possono omettere R10 e R11, C5 e C6, P2 e l'altoparlante, risparmiando un pò sul costo totale della realizzazione. In questo caso occorre però saldare un ponticello di filo di rame al posto di C5, non mettere nulla al posto del trimmer R11 e del condensatore C6, mentre, invece di saldare R10, occorre depositare una goccia di stagno tra i piedini 13 e 14 dell'integrato A3, in modo da metterli in corto circuito.

La foto mostra *in alto il tasto "squeeze" e di fianco la basetta a realizzazione ultimata del bug a CMOS.*

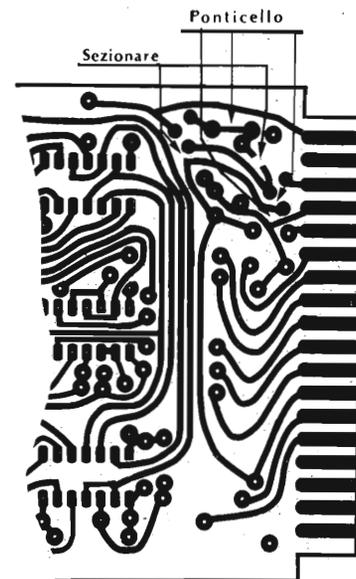



Fig. 20 - **Modifica** *dello stampato.*

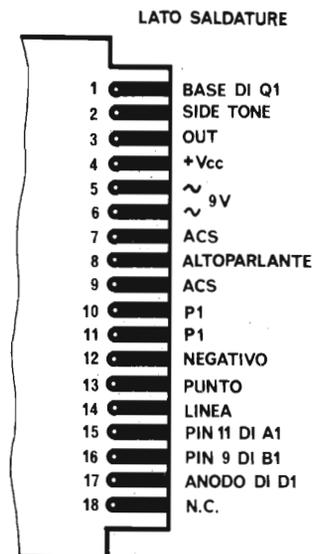



Fig. 21 - **Corrispondenza tra piazzuole** *sul circuito e rispettivi segnali.*

Ripeto, queste operazioni sono da effettuarsi solo se si esclude per sempre la possibilità di usare il SIDETONE, altrimenti occorre montare tutti i componenti regolarmente; ricordo comunque che il SIDETONE è escludibile anche tramite opportuno interruttore o, al limite, con un ponticello tra i piedini interessati del connettore. Le operazioni sopra descritte, servono a far si che il tutto lavori ugualmente in modo corretto se si vuole evitare di comperare R10, R11, C5, C6, P2 e AP.Se si prevede di alimentare il tutto con una pila da 9V, del tipo usato per le radioline a transistor, soluzione molto economica e conveniente, si può eliminare il ponte di diodi W02.

Monteremo poi il diodo D1 osservando che il "+" è indicato da una striscia colorata sul suo corpo, quindi sarà il turno di Q1.

Per quanto riguarda Q2, esso dipende dal tipo di trasmettitore da manipolare. Con un tester potrete facilmente valutare se il contatto "caldo" dell'ingresso del "tasto" è positivo o negativo rispetto alla massa. Se è negativo montate direttamente al posto di Q2 un 2N2905 (nel caso che la tensione, a circuito aperto, dell'ingresso per il tasto del vostro trasmettitore fosse superiore ai 30÷40 V è meglio usare un transistore con un V_{CEO} più alta) e quindi R14 e R15 al loro posto. Nel caso invece sia positivo, occorre modificare il circuito stampato con due piccole incisioni nello stampato e tre ponticelli come indicato in *figura 20.*

Si salderà quindi un ponticello al posto di R14 e si monterà R16. Per Q2 si sceglierà in questo caso un 2N1711. A montaggio finito non devono rimanere fori nel circuito stampato che non siano occupati da componenti o fili di collegamento tra piste superiori e inferiori, fatta eccezione per i due fori al fianco del condensatore C1 da 470 nF, accanto all'integrato B1, previsti per essere utilizzati qualora non si trovi un condensatore del valore prescritto e si voglia ripiegare su due da circa 200÷270 nF da usare in parallelo.

Fate attenzione che R10, C7, D1, C9, R8 e R3 hanno uno o entrambi i reofori per i quali è prevista una piazzuola di saldatura anche dal lato componenti; accertatevi quindi di avere saldato tali reofori su entrambi i lati dello stampato.

A montaggio terminato, dopo le opportune verifiche sulle saldature e sui componenti, inseriremo i circuiti integrati sugli zoccoli facendo attenzione a non piegare i piedini e a far si che il piedino 1 di ognuno di essi (cioé il lato con la "tacca") venga a trovarsi rivolto verso il connettore. Rimane ora da collegare il connettore a 18 poli. In *figura 21* è riportata la corrispondenza tra le connessioni sulla piastra del circuito stampato e i circuiti da esse interessate, mentre in *figura 22* e in *figura 23* sono riportate le connessioni da effettuarsi sul connettore rispettivamente nel caso si alimenti col trasformatore e si voglia il SIDETONE e in quello in cui non lo si voglia e si alimenti il tutto con una pila.

Ricordate che la massa del trasmettitore va collegata al positivo o al negativo a seconda che il polo "caldo" del contatto del tasto sul trasmettitore sia a tensione rispettivamente negativa o positiva rispetto alla massa. Per collegare il tasto "squeeze" al circuito si può usare un JACk audio di tipo stereo collegando come illustrato in *figura 24* il comune delle due palette al contatto più distante dalla punta di modo che

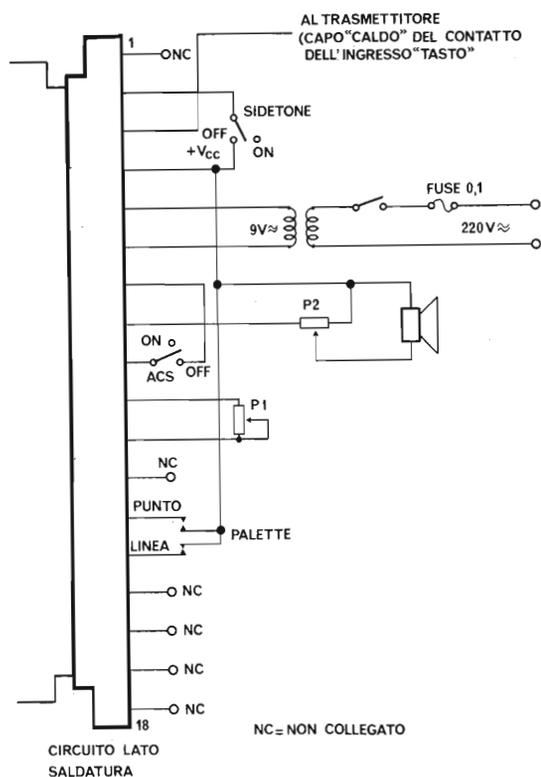



Fig. 22 - **Collegamenti al connettore** *nel caso di alimentazione a trasformatore e SIDETONE.*

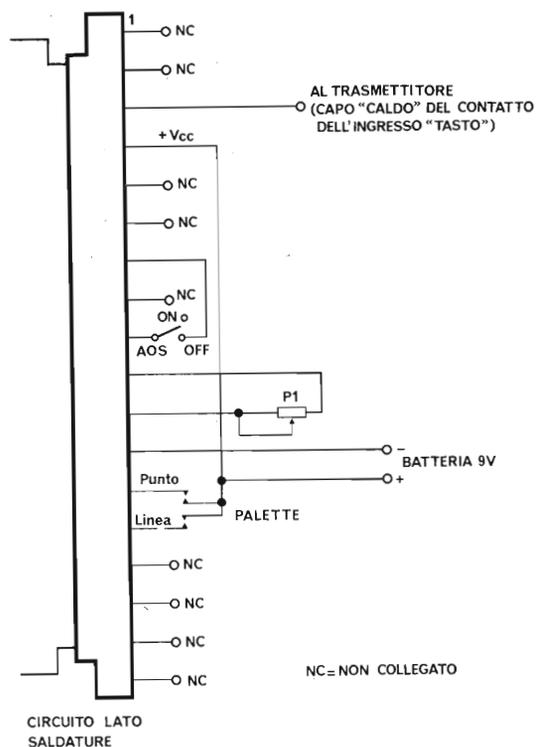



Fig. 23 - **Collegamenti al connettore** *nel caso di alimentazione a pile e senza SIDETONE.*

usando la relativa presa Jack e montando il tutto su di un telaio metallico il "+ Vcc" viene a trovarsi collegato alla massa generale. Questo non provoca inconvenienti se il polo "caldo" del trasmettitore è negativo rispetto alla sua massa, caso, per esempio, dei trasmettitori YAESU o SOMMERKAMP della serie FT101, col che la massa stessa andrebbe collegata al + Vcc e i conti tornano. Nel caso che il trasmettitore sia dell'altro tipo, occorre avere la precauzione di isolare dal telaio metallico la presa per il tasto o di montare il tutto in un contenitore plastico al fine di evitare di porre in corto circuito l'alimentazione.

Preannuncio a chi non avesse l'intenzione di sobbarcarsi la spesa delle palette meccaniche, o non voglia autocostruirsele, che presto apparirà su questa rivista la descrizione di un circuito elettronico in grado di sostituirle con pari se non migliori prestazioni.

SPINA
JACK

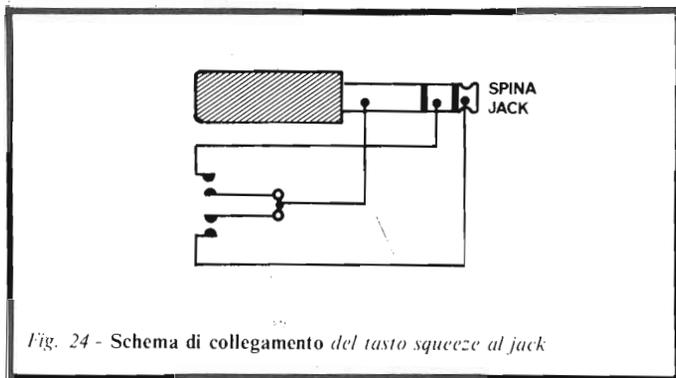



Fig. 24 - **Schema di collegamento** *del tasto squeeze al jack*

Taratura

Parlare di "taratura" fa sorridere perché qui, in realtà, non c'é niente da tarare. Una volta alimentato, il tutto dovrebbe funzionare subito. Si può controllare se è OK ponendo l'interruttore di SIDETONE su ON (aperto), il cursore di P1 e P2 e R11 al centro corsa e portando il contatto di PUNTO o di LINEA o entrambi al positivo di alimentazione. Subito deve udirsi il suono di una successione di punti o linee o la loro alternanza in altoparlante o in cuffia o in auricolare. Si regolarà quindi la velocità di manipolazione tramite P1, il volume con P2 e il tono con R 11. *

Ora non mi resta che augurarvi telegraficamente GD DX ED 73, rimanendo a disposizione di chi avesse bisogno di chiarimenti o aiuto.

* Una piccola curiosità: la tendenza più diffusa è quella di avere sulla paletta di sinistra le linee e sull'altra i punti; cosicché battendo col pollice si formano le linee e coll'indice i punti. I mancini e gli anticonformisti possono invertire la convenzione.

Tracciacurve per semiconduttori di piccola e media potenza

seconda parte di L. Simonato

Realizzazione pratica, taratura e note d'impiego dello strumento.

Il prototipo è stato dapprima realizzato su due circuiti stampati provvisori, uno per l'alimentazione e l'altro per i circuiti rimanenti. Ciò ha consentito una adeguata verifica e messa a punto dello stesso.

Si è poi sviluppata un'unica basetta stampata, del tipo doppiafaccia, su cui è possibile montare tutti i circuiti descritti nella prima parte di questo articolo.

Il disegno delle piste ramate della basetta, lato rame e lato componenti, è riportato nelle *figure 1* e *2* rispettivamente. La filatura è abbastanza complessa: occorre quindi prestare attenzione durante il riporto del disegno sulla superficie ramata; per questa operazione è possibile l'impiego di appositi trasferibili o dell'adatta penna con inchiostro resistente all'acido. I migliori risultati si ottengono comunque per fotoincisione, anche se il procedimento diviene più complesso e non sempre a portata dell'hobbista.

Ecco come apparirà *la basetta stampata doppio rame dopo che tutti i componenti saranno stati montati*

Una volta ottenuta e verificata la basetta stampata, la prima operazione è la realizzazione dei cosidetti "passaggi interfaccia", cioè i collegamenti delle piste ramate sul lato componenti con le piste sul lato rame. Il disegno della basetta è stato ideato in modo tale che nessun componente viene saldato alle piste presenti sul lato componenti della basetta: quindi tutti i fori previsti per le piste del lato componenti corrispondono ad un passaggio interfaccia con la pista sottostante. È importante realizzare i collegamenti fra le due facce della basetta *prima* di iniziare il montaggio dei componenti, in quanto molti di essi sono situati sotto i componenti stessi.

Operazione successiva è la realizzazione di alcuni ponticelli di cortocircuito con filo isolato, indicati in *figura 3* con linee tratteggiate.

È ora possibile iniziare il montaggio dei componenti. Buona regola è effettuare il montaggio tenendo presente la suddivisione in blocchi circuitali effettuata nella prima parte dell'articolo: è possibile infatti allestire completamente un gruppo funzionale e poi verificarne il funzionamento prima di passare al montaggio del gruppo successivo. In questo modo il montaggio può essere verificato passo-passo, diminuendo la possibilità di errori e facilitando la ricerca di eventuali

Fig. 1 - **Disegno delle piste della basetta doppia-faccia** *su cui trovano posto la maggior parte dei componenti lo strumento (lato rame - scala 1:1).*

guasti dovuti a componenti difettosi, ad un montaggio errato o a interruzioni o cortocircuiti accidentali tra le piste ramate.

Montando per primo il circuito dell'alimentazione, si ha a disposizione la sorgente di potenza che permette la verifica degli altri gruppi funzionali. L'ordine consigliato di montaggio è quello della descrizione nella prima parte di questo articolo.

Nel montaggio di ciascun gruppo funzionale si osservino poi le consuetudini tipiche dei montaggi di una certa complessità: dai componenti più piccoli (resistori e diodi) a quelli con dimensioni via via più ingombranti. È bene fare molta attenzione alla polarità di diodi, transistori e condensatori elettrolitici ed al verso di inserimento degli integrati: dato il numero è abbastanza facile fare confusione con conseguente non funzionamento di uno o più circuiti.

Qualche osservazione sulla scelta dei componenti. Lo strumento impiega componenti di facile reperibilità e basso costo. I circuiti integrati sono tutti a 8 pin, e possono essere sia in un contenitore metallico sia plastico. Il contenitore plastico è comunque preferibile perchè rende più semplice l'uso di zoccoli; non è tassativo: è però consigliabile soprattutto per i meno esperti; è buona cosa poi spendere qualche lira in più ma scegliere zoccoli di buona marca e di grande affidabilità.

Non necessariamente i transistori devono essere del tipo indicato nell'elenco componenti: un gran numero di tipi diversi possono infatti essere impiegati con buoni risultati. Per i transistori di piccola potenza, sia PNP che NPN, è sufficiente il rispetto dei seguenti parametri: $V_{ceo} \geq 40$ V, $I_{cmax} \geq 300$ mA, $\beta \geq 100$. Per quelli di media potenza, sia PNP che NPN: $V_{ceo} \geq 1$A, $P_{tot} \geq 60$ V, $I_{cmax} \geq 1$ W, $\beta \geq 50$. Con "data sheet" alla mano è possibile individuare i tipi rispondenti a tali caratteristiche e già in possesso dell'hobbista o facilmente reperibili.

Gli unici condensatori particolarmente degni di attenzione sono C9 e C14 dei circuiti generatori del dente di sega e dei segnali di comando: non è prevista alcuna regolazione delle frequenze di oscillazione poichè, con l'impiego di componenti al 5% di tolleranza e a bassa perdita, la frequenza di oscillazione del generatore del dente di sega ed il numero di gradini del segnale di comando acquistano la grandezza desiderata.

Per avere buoni risultati è bene che la tolleranza dei resistori non superi il 5%, almeno per i resistori che determinano il guadagno degli amplificatori e le tensioni di uscita dal circuito alimentatore. La precisione dello strumento non può comunque superare la precisione dei componenti in esso impiegati; se si dispone di un oscilloscopio abbastanza preciso, lo strumento può essere usato anche come strumento di misura, calibrando la sensibilità della traccia sullo schermo, come vedremo più avanti. In tal caso è tassativo l'impiego di resistori con tolleranza del 2% o inferiore.

La disposizione dei componenti sulla basetta è mostrata in ***figura 3***. Non trovano posto sulla basetta (fra tutti i componenti indicati nella prima parte dell'articolo e facenti parte dei diversi gruppi funzionali): il trasformatore di alimentazione, il relativo interruttore di

alimentazione e la lampada spia; i condensatori di disaccoppiamento di alimentazione (C11, C13, C16 e C17) che vanno saldati sul lato rame in prossimità di IC3, IC4, IC5 e IC6; il condensatore C19 da sistemarsi sotto il trimmer P2.

Un'ultima osservazione riguarda il circuito generatore degli impulsi di cancellazione. Come si ricorderà, sono stati previsti due circuiti diversi, al fine di ottenere impulsi di cancellazione di polarità positiva o negativa. La basetta è prevista per il montaggio di entrambi i circuiti, a scelta; si opera nel modo seguente:

1) Se si desidera ottenere impulsi di cancellazione positivi, il componente indicato in fig. 3 con Rβ viene sostituito da un ponticello di cortocircuito; si esegue il ponticello indicato con α e si inserisce il resistore Rα, il cui valore è indicato nell'elenco componenti in corrispondenza della sigla R13.

2) Se invece si necessita di impulsi negativi, allora: Rα è sostituita da un ponte di cortocircuito, si effettua il ponticello indicato con β, Rβ vale R13.

È comunque facile la verifica dei collegamenti con il raffronto allo schema elettrico del circuito generatore.

Collegamenti esterni alla basetta stampata

L'insieme dei collegamenti fra la basetta stampata, i commutatori di portata e di funzione, le boccole di ingresso e uscita è raffigurato in *figura 4*.

Notiamo: il commutatore CM1, il cui compito è determinare l'ampiezza di ciascun gradino di corrente per il segnale di polarizzazione dei transistori a giunzione; il commutatore è doppio poichè influisce contemporaneamente su entrambi i generatori di corrente (positiva e negativa). Il commutatore CM3, che determina la sensibilità del circuito di misura della corrente che scorre nel componente in prova (sezioni A e B) ed inserisce l'adeguato resistore di carico (sezione C) nel circuito di collettore (drain) del componente.

Il commutatore di funzione CM2 permette infine la scelta del componente in osservazione; esso presenta quattro posizioni: transistori a giunzioni tipo PNP o NPN, transistori a effetto di campo a canale N o P. Si osservino più da vicino le funzioni svolte da ciascuna sezione del commutatore.

- *Sezione A (a sinistra in fig. 4)*:essa determina la polarità della tensione applicata al terminale di emettitore (source) del semiconduttore in prova. Tale terminale viene infatti connesso, tramite le sezioni A e B di CM3 e la sezione B dello stesso CM2, al positivo (transistori PNP), a massa (transistori FET) o al negativo (transistori NPN) della sorgente di alimentazione. Ciò al fine di ottenere, come già espresso nella prima parte dell'articolo, i rispettivi intervalli della tensione V_{ce} (o V_{ds}): -33/ + 1 V per i transistori PNP, -17/+ 17 V per i transistori FET, -1/+33 V per i transistori NPN. Occorre tenere presente che il segnale a dente di sega

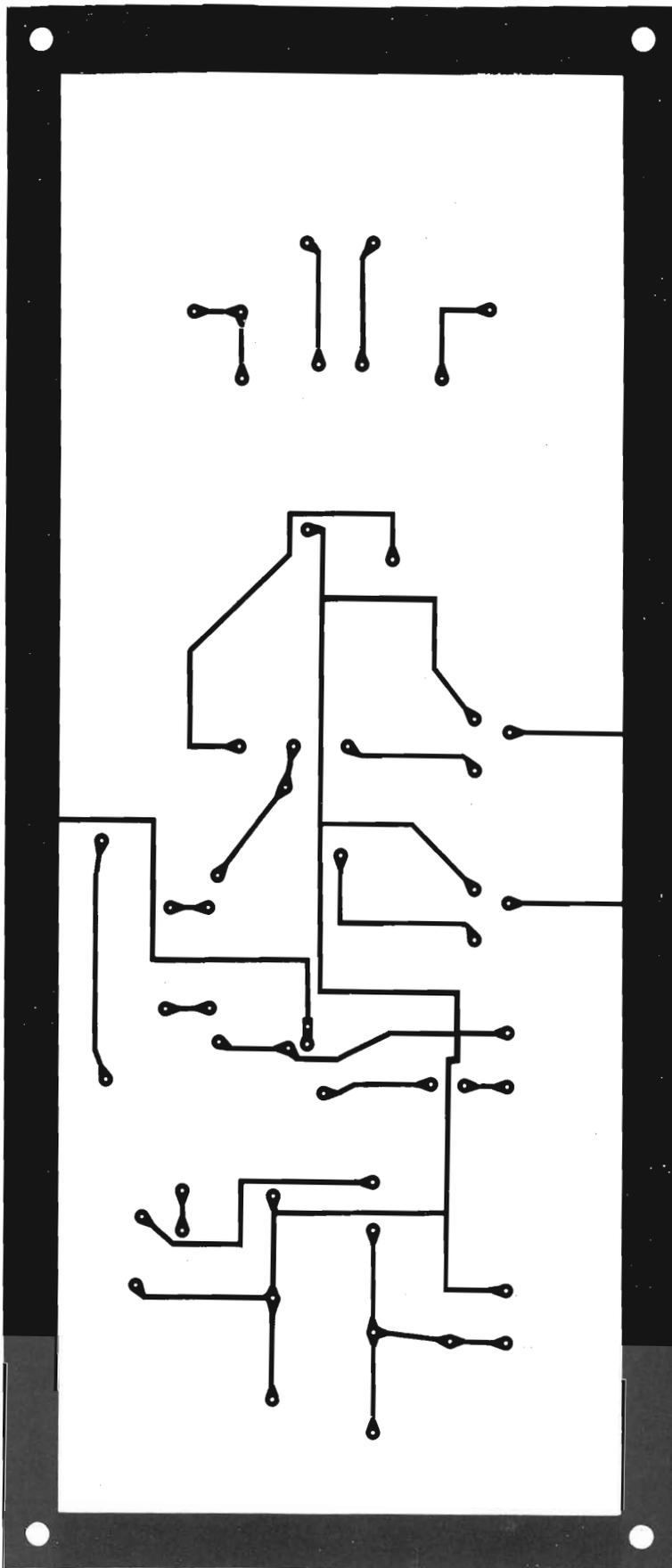



Fig. 2 - **Disegno delle piste ramate della basetta** *(lato componenti - scala 1:1)*.

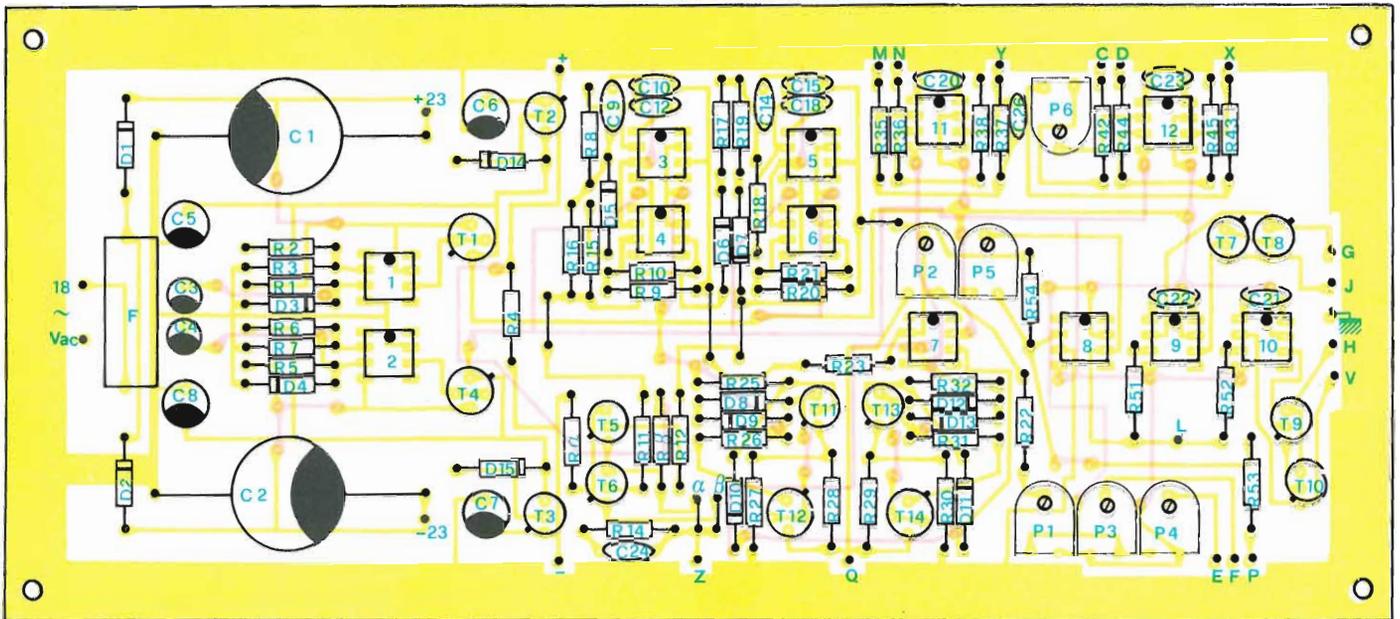



Fig. 3 - **Disposizione** *dei componenti sulla basetta.*

Elenco componenti

Resistori

R1 = 2,2 kΩ
R2 = 22 kΩ
R3 = 12 kΩ
R4 = 10 kΩ
R5 = 2,2 kΩ
R6 = 22 kΩ
R7 = 12 kΩ
R8 = 4,7 kΩ
R9 = 2,2 kΩ
R10 = 12 kΩ
R11 = 10 kΩ
R12 = 27 kΩ
R13 = 10 kΩ
R14 = 68 kΩ
R15 = 1,2 kΩ
R16 = 150 kΩ
R17 = 22 kΩ
R18 = 4,7 kΩ
R19 = 10 kΩ
R20 = 2,4 kΩ
R21 = 22 kΩ
R22 = 22 kΩ
R23 = 2,2 kΩ
R25 = 22 kΩ
R26 = 5,6 kΩ
R27 = 2,4 kΩ
R28 = 1,5 kΩ
R29 = 1,5 kΩ
R30 = 2,4 kΩ
R31 = 5,6 Ω
R32 = 22 kΩ
R33 = 100 Ω
R34 = 1 kΩ
R35 = 8,2 MΩ
R36 = 8,2 MΩ
R37 = 2,7 MΩ
R38 = 2,7 MΩ
R39 = 2 Ω
R40 = 18 Ω
R41 = 80 Ω
R42 = 15 kΩ
R43 = 150 kΩ
R44 = 15 kΩ
R45 = 150 kΩ
R46 = 100 kΩ
R47 = 33 kΩ
R48 = 10 kΩ
R49 = 3,3 kΩ
R50 = 1 kΩ
R51 = 10 kΩ
R52 = 10 kΩ
R53 = 100 kΩ
R54 = 10 kΩ
R55 = 100 kΩ
R56 = 33 kΩ
R57 = 10 kΩ
R58 = 3,3 kΩ
R59 = 1 kΩ
R60 = 2 kΩ
R61 = 80 Ω
R62 = 18 Ω
R63 = 2 Ω

Tutti i resistori sono da 1/4 W, 2% (vedi testo).

Condensatori

C1 = 1.000 μF 25 V elettrolitico
C2 = 1.000 μF 25 V elettrolitico
C3 = 33 μF 10 V elettrolitico
C4 = 33 μF 10 V elettrolitico
C5 = 100 μF 25 V elettrolitico
C6 = 100 μF 25 V elettrolitico
C7 = 100 μF 25 V elettrolitico
C8 = 100 μF 25 V elettrolitico
C9 = 47 nF 5%
C10 = 10 pF
C11 = 0,1 μF ceramico
C12 = 150 pF
C13 = 0,1 μF ceramico
C14 = 47 nF 5%
C15 = 10 pF
C16 = 0,1 μF ceramico
C17 = 0,1 μF ceramico
C18 = 150 pF
C19 = 100 pF
C20 = 33 pF
C21 = 33 pF
C22 = 33 pF
C23 = 33 pF
C24 = 10 nF
C25 = 100 pF
C26 = 4,7 pF

Semiconduttori

P1 = trimmer resistivo 100 kΩ
P2 = trimmer resistivo 22 kΩ
P3 = trimmer resistivo 22 kΩ
P4 = trimmer resistivo 22 kΩ
P5 = trimmer resistivo 100 kΩ
P6 = trimmer resistivo 1 kΩ
P7 = potenziometro lineare 10 kΩ

CM1 = commutatore 2 vie 5 posizioni
CM2 = commutatore 6 vie 4 posizioni (non cortocircuitante)
CM3 = commutatore 3 vie 3 posizioni

Tr = trasformatore di alimentazione da 10 VA, secondario 18-20 V_{ac}

F = fusibile da 500 mA
S = interruttore semplice
L = lampada spia da 24 V

D1 = diodo al silicio tipo IN 4002 o eq.
D2 = diodo al silicio tipo IN 4002 o eq.
D3 = diodo zener da 6 V, 0,4 W, 5%
D4 = diodo zener da 6 V, 0,4 W, 5%
D5÷D13 = diodi al silicio tipo IN 914 o eq.

T1 = transistore tipo 2N2219 o eq.
T2 - T6 - T9 - T10 - T13 = transistore PNP al silicio, $V_{ceo} \geq 40$ V, $I_{cmax} \geq 0,3$ A, $\beta \geq 100$ ad esempio BC 416 o eq.

T3 - T5 - T7 - T8 - T11 = transistore NPN al silicio, $V_{ceo} \geq 40$ V, $I_{cmax} \geq 0,3$ A, $\beta \geq 100$ ad esempio BC 413 o eq.

T4 = transistore tipo 2N 2905 o eq.
T12 = transistore tipo 2N 2905 o eq.
T14 = transistore tipo 2N 2219 o eq.

IC1 - IC2 - IC7 - IC8 = integrato tipo 741 in contenitore a 8 pin
IC3 - IC4 - IC5 - IC6 - IC9 - IC10 - IC11 - IC12 = integrato tipo LM 301 in contenitore a 8 pin

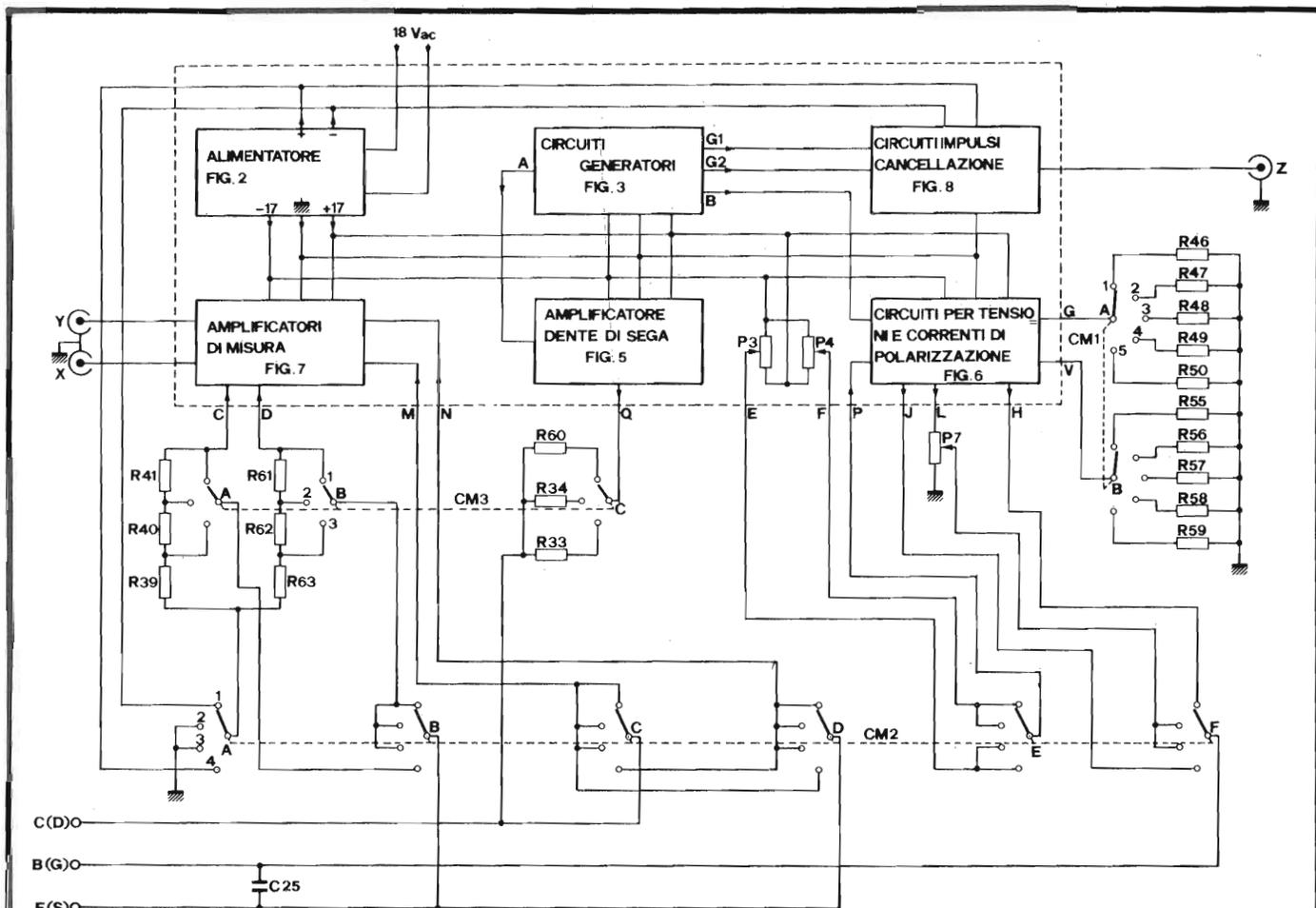



Fig. 4 - **Collegamenti ai commutatori e alle boccole ingresso-uscita.** *I componenti che si trovano all'esterno della linea tratteggiata non sono compresi nella basetta stampata in fig. 3.*
Posizione dei commutatori:
CM1 - *1) 10 μA/gradino - 2) 30 μA/gradino - 3) 100 μA/gradino - 4) 300 μA/gradino - 5) 1 mA/gradino.*
CM2 - *1) transistore a giunzione NPN - 2) transistore FET canale P - 3) transistore FET canale N - 4) transistore a giunzione NPN.*
CM3 - *1) 1 mA - 2) 5 mA - 3) 50 mA.*
(nota: la scala di CM3 è indicativa poichè relativa alla sensibilità dell'ingresso corrispondente dell'oscilloscopio).

all'uscita del rispettivo amplificatore ha ampiezza costante e si estende da -17 a +17 V circa (riferiti alla massa del circuito) e che la sorgente di alimentazione del semiconduttore in prova fornisce le tensioni di ± 16 V circa sempre riferite alla massa.

- *Sezione B*: essa provoca l'inversione degli ingressi dell'amplificatore di misura della corrente circolante nel semiconduttore in prova, al fine di mantenere fissa l'origine degli assi sullo schermo dell'oscilloscopio.

- *Sezioni C e D*: esse provocano l'inversione degli ingressi dell'amplificatore di misura della tensione collettore/emettitore (o drain/source) del semiconduttore in osservazione, sempre al fine di mantenere fissa l'origine degli assi sullo schermo.

- *Sezione E*: essa applica ad un apposito ingresso del circuito della tensione/corrente di polarizzazione una data tensione continua di offset, affinchè la rampa a gradini (in tensione o corrente) abbia la polarità corretta nei confronti del tipo di semiconduttore in osservazione.

- *Sezione F*: essa collega il terminale di base (gate) del semiconduttore in osservazione, a seconda del tipo, ad uno dei due generatori della rampa di corrente o all'uscita della rampa di tensione. Notare la presenza del potenziometro P7 che permette di variare l'altezza di ciascun gradino della rampa di tensione. L'ampiezza dei gradini delle rampe di corrente può essere selezionato, come si è già detto, agendo sul commutatore CM1.

È importante che il commutatore CM2 sia del tipo cosidetto "non cortocircuitante", in cui la spazzola non metta (neppure per un breve istante) in cortocircuito due contatti adiacenti durante la commutazione, pena la distruzione dei transistori del circuito dell'alimentazione. Come è osservabile in figura 4, ai contatti adiacenti della sezione A del commutatore è applicata la tensione di alimentazione del semiconduttore in prova; poichè il circuito dell'alimentazione non è protetto contro sovraccarichi o cortocircuiti, un accidentale cortocircuito fra gli estremi di alimentazione (fra loro o fra ciascuno di loro e la massa) causa la distruzione dei transistori T2 e/o T3.

Il cablaggio della filatura fra basetta stampata e pannello è facilitato dalle lettere che contraddistinguono ciascun ingresso o uscita, riportato sia in *figura 3* che in *figura 4.* È conveniente usare del filo flessibile con guaina di diversi colori; se il

Fig. 5 - **Parte delle commutazioni effettuate da CM2** *possono essere realizzate mediante impiego di relè, nel caso risulti impossibile reperire un commutatore adatto. Ad esempio, nel circuito in figura il relè K1 sostituisce le sezioni D, E e F di CM2 (vedi fig. 4). I componenti impiegati sono: K1 - bobina di eccitazione: 24 V, 500 Ω; tre scambi - T1 - transistore NPN di piccola potenza con $V_{ceo} \geq 60$ V - T2 - transistore NPN di media potenza con $V_{ceo} \geq 60$ V - D1 - diodo al silicio (IN 914 o similari) - D2 - diodo zener da 12 V, 0,4 W - D3 - diodo al silicio (IN 4002 o eq.) - R1 - 330 Ω 1/2 W - R2 - 4,7 kΩ 1/4 W - R3 - 10 kΩ 1/4 W - C1 - 47 μF, 6 V elettrolitico.*

cablaggio è ordinato e pulito (dal punto di vista elettrico, non estetico!) non è in genere necessario ricorrere al cavo schermato.

I componenti che in *figura 4* sono esterni al rettangolo tratteggiato sono da sistemarsi in prossimità dei commutatori, ad eccezione del condensatore C25 che viene saldato direttamente alle boccole di misura.

Allineamento.

Per la sua corretta taratura, lo strumento richiede solamente un oscilloscopio con banda passante dalla continua ed un tester di discreta precisione.

Si inizia con la verifica delle tensioni di alimentazione; ±17 V (±5%) ai capi di C5/C8; ± 15,8 V (±5%) ai capi di C6/C7. Se i diodi D3 e D4 non hanno la tensione di zener e la tolleranza indicata nell'elenco componenti, difficilmente le tensioni in uscita del circuito alimentatore hanno il valore richiesto. Occorre allora intervenire sul valore dei resistori R3 e R7 fino ad ottenere i valori corretti.

All'uscita di IC3 (punto A) è presente un segnale a dente di sega con componente continua bassa (generalmente trascurabile) e con la frequenza di 350 Hz circa (±10%). Collegando l'oscilloscopio all'uscita di IC4 (punto G1) sono osservabili impulsi molto stretti di ampiezza 32V circa e con frequenza identica a quella del segnale a dente di sega. All'uscita di IC5 è poi osservabile un segnale a rampa di gradini; il numero di gradini è compreso fra 10 e 14 e può essere aggiustato al valore desiderato agendo sulla costante di tempo dell'integratore; all'uscita di IC6 impulsi negativi di durata doppia rispetto a quelli presentati all'uscita di IC4, ampiezza simile e frequenza pari alla frequenza del segnale a dente di sega diviso il numero dei gradini. Se tutto corrisponde, i circuiti generatori funzionano correttamente.

Si colleghi poi l'oscilloscopio al punto Q (uscita dell'amplificatore del dente di sega) e si regolino i trimmer P1 e P4 fino ad ottenere un segnale esente da componente continua e prossimo alla saturazione dell'amplificatore (ampiezza circa 34 V_{p-p}).

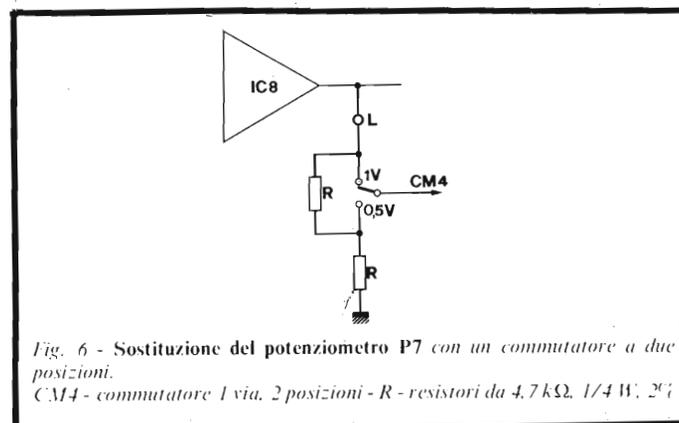
Si colleghi ora l'oscillatore all'uscita della rampa di tensione (uscita dell'operazionale IC8 - punto L) e si regoli il trimmer P5 finchè ciascun gradino di tensione abbia un'ampiezza di 1 V. Si agisce poi sui trimmer P3 e P4 (secondo la posizione del commutatore CM2) affinchè la rampa di tensione sia interamente sopra o sotto lo zero: più precisamente, con CM2 su "PNP" regolare P3 finchè il valore minimo della rampa coincida con lo 0 V; con CM2 su "NPN" regolare P4 affinchè il valore massimo della rampa coincida con lo 0 V. Queste ultime due operazioni, oltre che a tarare il segnale di polarizzazione di gate dei transistori FET in misura, garantiscono il corretto funzionamento dei generatori di corrente per la polarizzazione dei transistori a giunzione; tali circuiti, se i componenti impiegati hanno il valore corretto, non necessitano di alcun allineamento; per una loro eventuale verifica è possibile sistemare un resistore di valore opportuno fra le boccole E e B, collegando ai capi dello stesso l'ingresso dell'oscilloscopio (prestare attenzione al fatto che entrambi gli ingressi del resistore sono sollevati dalla massa del circuito): la rampa in corrente viene così trasformata in rampa in tensione osservabile sullo schermo dell'oscilloscopio.

Ultima operazione di taratura è la regolazione del trimmer P6 per il minimo CMRR dell'amplificatore di misura della corrente di emettitore (source). Si colleghi l'oscilloscopio (sulla portata 0,1 V/cm.) o il tester (sulla portata 1 V f.s. - meglio se è possibile una lettura di ± 0,5 V con zero centrale) all'uscita di IC12 e si regoli P6 affinchè la variazione della tensione continua presente in tal punto sia minima commutando CM2 da "NPN" a "PNP" e viceversa. Tale variazione deve essere inferiore ad una decina di millivolt. Se durante quest'ultima operazione si notasse una componente alternata non trascurabile sull'uscita di IC12, il collegamento a massa dello stadio è imperfetto e influenzato dagli altri circuiti del tracciacurve. Ciò è impossibile soprattutto in un montaggio su basetta preforata.

Per una eventuale verifica degli altri circuiti componenti il tracciacurve, riferirsi alla prima parte di questo articolo.

Suggerimenti

L'autore intende sottolineare il carattere sperimentale ("hobbistico") del progetto presentato; egli è ben conscio degli innumerevoli miglioramenti che è possibile apportarvi

Fig. 6 - **Sostituzione del potenziometro P7** *con un commutatore a due posizioni.*
CM4 - commutatore 1 via, 2 posizioni - R - resistori da 4,7 kΩ, 1/4 W, 2%

onde rendere lo strumento "più professionale". A tale proposito valgono le seguenti osservazioni:

1) Le portate di misura e l'ampiezza dei gradini di polarizzazione possono essere modificati intervenendo sul valore di alcuni componenti i rispettivi circuiti; occorre tenere presente **però i limiti intrinseci del progetto stesso (massima tensione V_{ce} applicabile al semiconduttore in prova-massima corrente** fornibile dall'amplificatore del dente di sega e dai circuiti generatori della corrente di polarizzazione). Le portate scelte si sono tuttavia dimostrate sufficienti nell'impiego pratico dello strumento. Unico "neo" l'impossibilità a variare l'ampiezza della tensione V_{ce} applicata al semiconduttore in prova; ciò avrebbe richiesto infatti l'intervento non solo sul guadagno dell'amplificatore del dente di sega, ma anche l'inserimento di un controllo dell'offset del segnale alla sua uscita: cosa possibile, ma che avrebbe ulteriormente complicato il progetto.

2) Può risultare utile sostituire il potenziometro P7 (ampiezza dei gradini della rampa in tensione per la polarizzazione dei transistori ad effetto di campo) con un commutatore a più posizioni, in modo da rendere più evidente l'ampiezza di ciascun gradino durante la fase di misura. La modifica consigliata è in *figura 6*. Sebbene la scelta fra due diverse ampiezze (0,5 e 1 V) sia in pratica sufficiente, è possibile introdurre livelli intermedi aumentando le posizioni del commutatore ed il numero dei resistori del partitore di tensione.

3) Spesso è difficile reperire un commutatore adatto per CM2. Ricordiamo infatti che esso deve essere del tipo cosiddetto "non cortocircuitante". Nel caso si abbia disponibile un commutatore con uguale numero di posizioni ma un numero inferiore di vie, è possibile sostituire parte delle sezioni del commutatore con un relè di servizio. Una possibile modifica è visibile in *figura 5*.

4) Sebbene la sorgente di alimentazione del semiconduttore in prova non sia mai collegata direttamente alle boccole di misura, tale sorgente non è protetta da cortocircuiti accidentali, ad esempio fra la boccola di emettitore e la massa dello strumento. Può essere utile quindi prevedere per il semiconduttore in osservazione una sorgente protetta. A tale proposito si consiglia di mantenere inalterato il circuito dello strumento e di aggiungere un alimentatore duale esterno. L'impiego di appositi integrati regolatori (ad esempio il noto 723) permette la scelta della soglia di intervento della protezione in rapporto alla massima corrente che si prevede debba scorrere nel semiconduttore in prova. Una soluzione più semplice è in *figura 7*. Ricordiamo che tale sorgente deve fornire le tensioni di $\pm$15,8 V ($\pm$5%) riferite alla massa dello strumento.

Uso dello strumento

Lo strumento descritto va naturalmente usato in unione con un oscilloscopio con banda passante che inizia dalla continua.

L'immagine che appare sullo schermo, rispettando le indicazioni finora fornite, assume la forma indicata in *figura 8a*. Invertendo semplicemente i canali x e y dell'oscilloscopio è

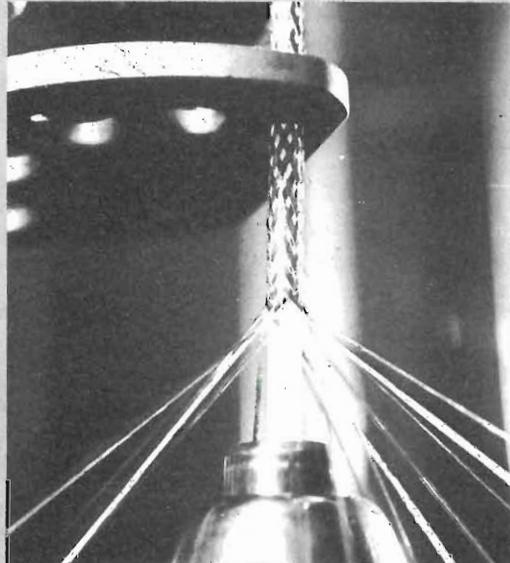
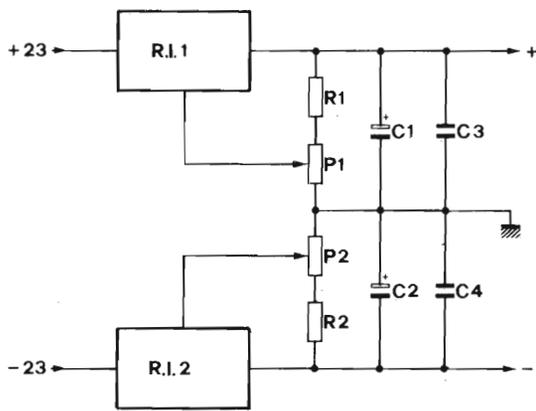



Fig. 7 - **Realizzazione di un alimentatore** *separato per il componente in prova.*
R.I.1 = integrato 7815 - R.I.2 = integrato 7915 - R1 - R2 = resistori da 1 kΩ, 1/4 W, 5% - P1 - P2 = trimmer resistivi da 220 Ω - C1 - C2 = condensatori da 47 μF, 25 V elettrolitici - C3 - C4 = condensatori da 0,1 μF ceramici.

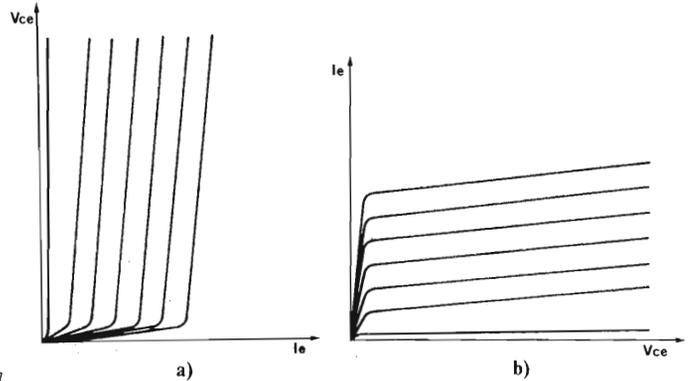



Fig. 8 - **Posizione degli assi e delle curve** *caratteristiche tracciate sullo schermo dell'oscilloscopio dallo strumento descritto (a). Invertendo gli ingressi all'oscilloscopio, le curve assumono la posizione indicata in (b).*

possibile ottenere l'immagine di *figura 8b*, considerata più comune.

La procedura di misura è la seguente. Una volta collegate le uscite X, Y e Z del tracciacurve agli ingressi corrispondenti dell'oscilloscopio (avendo cura di escludere dal canale orizzontale dello stesso la base dei tempi), si agisce sui comandi di posizione fino a portare il punto luminoso in basso a sinistra sullo schermo.

Lo strumento è ora pronto per l'uso. Si predisponga CM2 sulla posizione corrispondente al tipo di componente in prova e si colleghi il componente stesso ai terminali in ingresso. Agendo sui comandi CM3, CM1 e P7 è possibile modificare la sensibilità nella lettura della corrente di emettitore (source) e la corrente o tensione di polarizzazione, come si è già avuto occasione di osservare. Una regolazione più fine della sensibilità di misura è possibile agendo sui comandi dell'oscilloscopio.

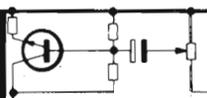
Per quanto riguarda la luminosità della traccia, si tenga presente che, per avere una intensità simile per ogni riga della traccia simile a quella della traccia semplice, l'intensità totale deve essere circa dieci volte superiore. È opportuno accettare una luminosità inferiore dell'immagine rispetto al massimo ottenibile, poichè, soprattutto negli oscilloscopi più economici, una luminosità eccessiva comporta un calo considerevole della tensione anodica applicata al tubo a raggi catodici con conseguente aumento della sensibilità di deflessione; ciò comporta una deformazione dell'immagine sullo schermo.

Per una lettura esatta delle tensioni e delle correnti occorre tarare la sensibilità (V/cm e mA/cm) complessiva dello strumento. A questo proposito:

1) la calibrazione dell'asse relativo alla tensione V_{ce} (V_{ds}) va effettuata tenendo presente l'ampiezza picco-picco reale del dente di sega all'uscita del relativo amplificatore;

2) per la calibrazione dell'asse relativo alla corrente I_e (I_s) occorre riferirsi ai valori reali dei resistori inseriti nel circuito di emettitore (source) del componente in osservazione ed al guadagno reale del corrispondente amplificatore di misura.

In ogni caso la precisione dello strumento non può essere superiore alla tolleranza dei componenti in esso impiegati.

Per informazioni più generali relative all'impiego di un tracciacurve ci si riferisce alla ormai abbondante letteratura in proposito.

Il salva tempo

Se vi preoccupate per quanto vi costa il tempo impiegato per eseguire misure e misure, nel vostro lavoro di manutenzione e ricerca elettronica, riflettete su ciò che al riguardo vi può offrire il **nuovo oscilloscopio Philips PM 3207: "il salva tempo".**

Schermo grande e di facile lettura, elevata sensibilità di 5 mV su entrambi i canali, somma e differenza, autotriggering con scelta della sorgente e trigger TV e doppio isolamento, cioè spina di alimentazione bipolare.

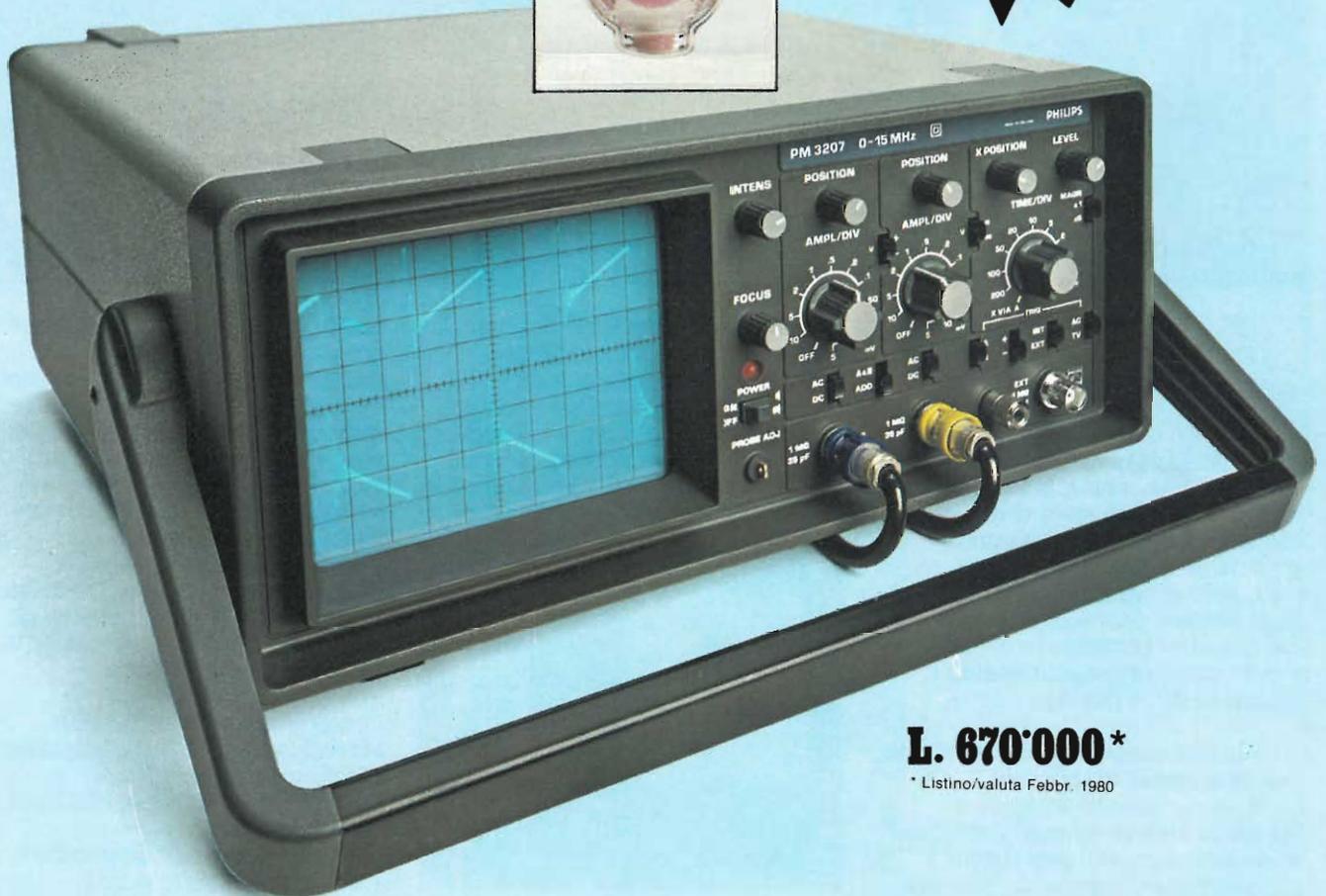
Banda di 15 MHz sufficiente per esigenze presenti e future.

Aggiungete la tradizionale robustezza, affidabilità e qualità Philips e avrete solo un'ultima domanda:

"Bello! Ma il prezzo?"

Meno di quanto vi aspettiate.

Una documentazione intitolata "Soltanto dieci minuti del vostro tempo" vi convincerà che il PM 3207 potrà farvi risparmiare tempo e denaro. Telefonateci e ve la invieremo subito.

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740
PADOVA (049) 657.700
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121

L. 670'000*

* Listino/valuta Febbr. 1980

PHILIPS Test & Measuring Instruments

PHILIPS

Generatore sintetizzatore d'impulsi

ing. R. Fantinato *1ª parte*

Polivalente perchè formato da più sezioni usabili in modo separato od interconnesso e con la possibilità d'avere contemporaneamente in uscita sia un solo impulso di durata da 1 a 999 volte il tempo base prescelto nella gamma da 1 μs 1 secondo, sia una sequenza di impulsi con pieno/vuoto del 50% tra due impulsi vicini, variabili nel numero e nella distanza secondo i dati prescelti per l'uscita monostabile.

Per evitare equivoci, guardate subito la *figura 1* dove sono schematizzate nella giusta relazione temporale le varie forme d'onda che interessano una sezione del generatore d'impulsi. Capito questo, capirete anche che a secondo di ciò che vi serve potete usare i due comandi disponibili, il selettore del numero di impulsi ed il selettore della base tempi, partendo da due presupposti diversi. Prima possibilità è quella d'avere un solo impulso di durata X; questo lo potete ottenere posizionando opportunamente (nella precisione di ± 1 μs per tempi da 1μs a 100μs e con un errore compreso tra lo 0,1% e l'1% per tempi tra i 100μs ed i 999 s) i selettori a disposizione. Seconda possibilità è di avere una sequenza d'impulsi variabile nel numero da 1 a 999 e con durata del periodo permesso dal selettore della base tempi.

La prima, quindi, ottenere un "tempo"; la seconda ottenere un "numero".

Le caratteristiche sino a qui descritte sono già utili, ma ancora un pò limitate per uno strumento da laboratorio, anche se autocostruito. Da ciò la necessità d'arrivare ad uno strumento formato da più schede con la possibilità d'interconnettere le funzioni in modo dà ottenere, a richiesta, forme d'onda con caratteristiche variabili e più "pregiate" rispetto alle due fondamentali.

Per capire bene come viene sfruttato il generatore, guardiamo la *figura 2* dove troviamo illustrato lo schema a "schede" del generatore stesso. Potete notare la solita scheda d'alimentazione, che avrei anche potuto sottintendere ma che ho messo per completezza: due schede identiche per la generazio-

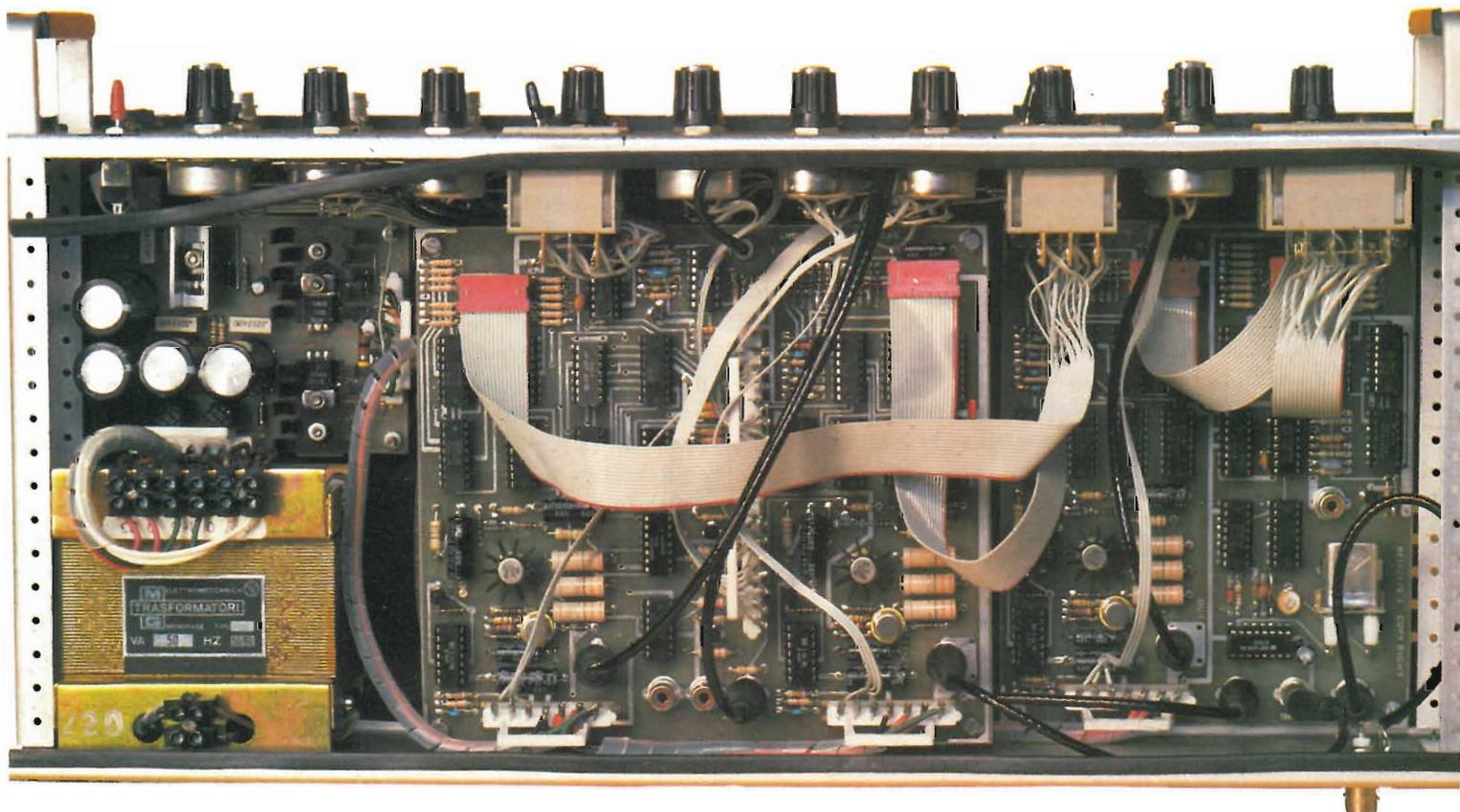
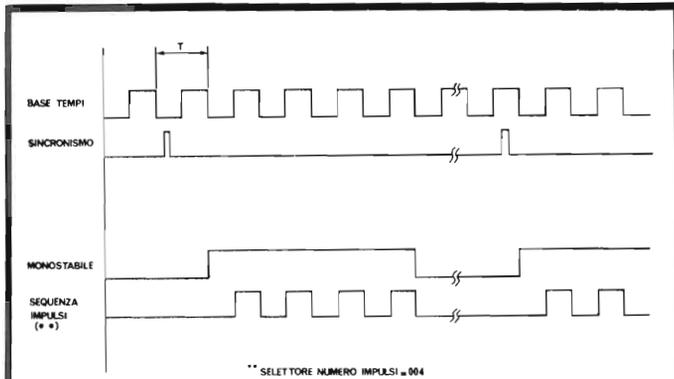



Fig. 1 - **Grafico in funzione del tempo** *delle forme d'onda disponibili alle uscite del generatore d'impulso/i.*

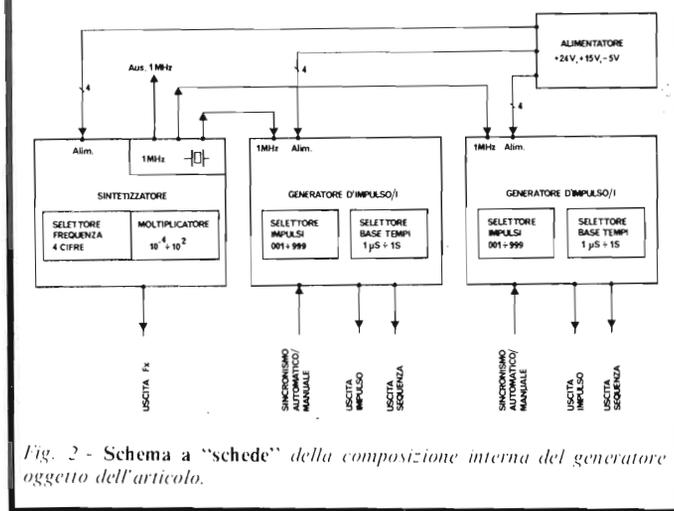



Fig. 2 - **Schema a "schede"** *della composizione interna del generatore oggetto dell'articolo.*

ne d'impulsi e d'impulso secondo quanto già detto, e una scheda con la funzione di sintetizzatore di frequenza con uscita variabile da 0.1 Hz a 999.900 Hz.

Partiamo dalla scheda del sintetizzatore descrivendone le caratteristiche generali, dal momento che la descrizione particolareggiata è già stata oggetto di un articolo pubblicato su SELEZIONE del mese di Luglio/Agosto, e al quale vi rimando per la realizzazione della stessa. Detto sintetizzatore, ha dunque una gamma di frequenza in uscita compresa tra gli 0.1 Hz ed i 999.900 Hz, suddivisa in 7 decadi preselezionabili come sottogamme. Ha una uscita protetta contro il cortocircuito a massa e alla tensione di alimentazione e con una tensione variabile, alla frequenza Fx, in modo continuo da 3V a 15V, con una corrente massima al carico di circa 80mA, per una tensione in uscita di 15V.

È stato anche previsto un interruttore per l'inibizione dell'uscita in modo da poter interrompere la frequenza senza dover staccare fili di collegamento. Cosa importante e che potete vedere sempre in fig. 2, è che la scheda del sintetizzatore ha l'oscillatore a quarzo da 1MHz con le previste prese per il collegamento alle altre due schede per la generazione degli impulsi.

Passiamo ora alla descrizione ingressi/uscite della scheda generatore di impulsi. Ha un ingresso di sincronismo o trigger "automatico" che è dato da una eventuale forma d'onda esterna anche sinusoidale, di ampiezza superiore ai $50mV_{pp}$. È possibile variare in modo continuo il punto di sincronismo, entro i livelli di +12V e i -6V della forma d'onda entrante, compresa una eventuale componente continua.

La resistenza d'ingresso entro i suddetti valori di ampiezza, è di circa 10 kΩ. Tramite apposito deviatore è possibile sincronizzare sul fronte d'onda positivo o negativo, del segnale o addirittura inibire il sincronismo stesso. La versione "manuale" del sincronismo, per quando serve una sola sequenza delle forme d'onda in uscita, è stata invece realizzata con un pulsante messo a pannello. Le uscite, hanno entrambe le stesse caratteristiche elettriche e funzionali considerate. Hanno l'ampiezza variabile dai 3V ai 15V, sono protette contro il cortocircuito e hanno una corrente massima alla tensione di 15V, pari a 80mA. Proprio come la sezione sintetizzatore, dal momento che come vedremo, ho usato per tutte le uscite lo stesso tipo di amplificatore. In più, questa scheda ha per ogni uscita, la possibilità d'avere la forma d'onda "diritta" o "negata" o "inibita".

Per una ulteriore praticità d'uso, ad ogni uscita ho aggiunto un diodo LED che ne rispecchia la condizione logica. Illuminato quando la uscita è a livello logico "1", "spento quando è a livello logico "0".

La sua utilità appare evidente quando si usa un impulso molto lungo o con una sequenza con molti impulsi a relativamente lunga durata e a bassa frequenza di ripetizione tra gli stessi. È così possibile verificare passo-passo la sequenza generatore-circuito sotto prova o sapere quando il generatore ha terminato il suo "ciclo".

Capita la composizione avrete anche capito che è possibile ottenere una moltiplicazione degli impulsi componenti una sequenza collegando in serie i due generatori d'impulsi. La cosa può, per esempio, servire quando si stanno provando circuiti con capacità di conteggio superiore a 999, cosa non difficile a capitarsi. Il massimo numero ottenibile è ovviamente 999x999 ma se non basta, la cosa più semplice è mettere uno dei due selettori su 10 oppure su 100 ed avere così direttamente il totale del numero degli impulsi generati.

Altra connessione possibile e forse più usata è quella di connettere l'uscita del sintetizzatore con l'ingresso di trigger del generatore d'impulso ed avere così una forma d'onda a frequenza fissa e duty-cicle variabile. Ovviamente la variabilità del duty-cicle è proporzionale alla frequenza di ripetizione dell'impulso dal momento che la durata minima dell'impulso ottenibile è di 0.5 µs (uscita "sequenza") mentre la frequenza massima di ripetizione è quasi 1 MHz. Quindi un 50% (circa) fisso alla frequenza di 999.900 Hz; percentuale che diminuisce proporzionalmente di una decade per ogni decade in meno della frequenza sincronizzante. Esempio: Duty-cicle dello 0.5% alla frequenza di 10 kHz o dello 0.05% per mille alla frequenza di 1 Hz. Quando realizzate questi giochini, state ben attenti a non avere sovrapposizioni tra il segnale d'uscita ed il relativo segnale di sincronismo altrimenti otterrete in uscita un segnale tuttaltro che prevedibile!. Ciò può capitare quando per esempio decidete d'avere un treno di 7 impulsi da 1µs (T=7 µs) alla frequenza di 100 kHz (T=10 µs) e poi dimentichi della frequenza impostata sul sintetizzatore portate il numero degli impulsi a 14 (T=14 µs) per vedere cosa capita al vostro circuito sotto prova; realizzando così ua sovrapposizione tra la lunghezza dell'impulso del generatore ed il segnale di sincronismo.

Comunque per una eventualità del genere, è stato previsto n apposito LED di segnalazione che si illumina alla prima sovrapposizione e che può essere spento solo tramite un RESET manuale ad errore rimosso.

Terminata la panoramica sull'intero strumento, passiamo ora alla descrizione in particolare della scheda generatore d'impulso; unico "nuovo" circuito per chi ha già visto e letto il già citato precedente articolo. Vediamo la *figura 3* dove è schematizzato lo schema funzionale, spogliato degli accessori che vedremo a parte.

In questa figura potete notare gli stessi ingressi/uscite presenti in *figura 2* con in più il loro collegamento funzionale realizzato all'interno. Prima cosa che si nota, è il blocco "contatore d'impulsi", caratterizzato da due ingressi (PR e CK) e da una uscita (CO).

Meglio conoscere subito il significato di questi ingressi/uscita prima di proseguire il discorso sulla *figura 3*. Passiamo allora alla *figura 7* dove vedete raffigurato lo schema completo del contatore d'impulsi, formato da tre decadi sincrone con uscita preselezionabile e con conteggio tipo indietro, collegate in cascata.

Il loro funzionamento è il seguente: ad ogni impulso di Preset (PR), l'uscita di ogni decade assume il valore dato dal rispettivo commutatore digitale. Dal seguente impulso di clock, le decadi iniziano il loro conteggio verso lo zero e quando questa condizione viene raggiunta da tutte e tre contemporaneamente l'uscita Carry-Out (CO) della ultima decade, va a zero "segnalando" che sono stati contati un numero di impulsi di clock pari a quello segnato sui commutatori digitali.

Il ciclo si chiude inibendo il clock ed attendendo un nuovo impulso di Preset che riporterà a "1" il CO, abilitando così il CK che inizierà un nuovo ciclo. Ora, visto cosa c'è dentro la scatola nera, ritorniamocene fuori alla *figura 4* dove sono illustrate le forme d'onda relative ai punti segnati in *figura 3*.

Andiamo subito al punto Z/PR dove possiamo notare che ad ogni impulso di sincronismo sia automatico che manuale, vi si genera un impulso positivo di durata pari a circa 300 ns. È questo l'impulso segnato alla voce Preset/Z della *figura 4*.

Detto impulso "presetta" il contatore e al suo fronte negativo genera, attraverso uno stadio che poi vedremo più in dettaglio, un impulso trasmesso al SET1 del relativo flip-flop tipo SET/RESET.

Con questo segnale, Q1 va a "1" abilitando la porta AND1 che "lascia passare" sino ad arrivare ad R1 ed S2 gli impulsi presenti all'altro suo ingresso. Questi nuovi impulsi presenti nel punto Y sono generati, attraverso uno stadio come il precedente, ad ogni fronte negativo della forma d'onda presente nel punto X e proveniente dalla BASE TEMPI.

L'impulso positivo al punto R1, riporta Q1 nuovamente a "0" disabilitando così AND1 sino al prossimo "ciclo". Lo stesso impulso al punto S2, sempre ingresso SET di un flip-flop tipo SET/RESET, porta Q2 a "1" corrispondente alla USCITA MONOSTABILE ed abilita la porta AND2 che "lascia passare" gli impulsi presenti al punto X resi a questo punto disponibii alla USCITA SEQUENZA D'IMPULSI e contati dal CONTATORE D'IMPULSI. Quando detto contatore ha contato tanti impulsi quanti ne sono stati impostati sul suo selettore, porta a livello logico "0" il CO permettendo alla porta NR3 al successivo passaggio per lo zero della forma d'onda presente al punto X, di dare un "1" a R2.

Questo "segnale" di fine ciclo riporta Q2 a "0" facendo così "terminare" l'impulso d'uscita e inibendo allo stesso tempo l'uscita degli impulsi. Un nuovo impulso nel punto Z riavvia il ciclo.

Ricordo che l'azione di Preset, riporta il CO a "1" e di conseguenza R2 a "0" fisso vincolando così Q2 al successivo impulso dato a S2.

Spero tanto che questa "sudata cronaca" documentata dalla *figura 4*, sia sufficiente a chiarirvi ciò che succede nel circuito.

Sempre guardando la *figura 4*, potete ben capire, che se "arriva" un impulso di Preset mentre il CONTATORE D'IMPULSI stà ancora "contando", questi ricomincia tutto da capo sommando agli impulsi già contati, una nuova serie di impulsi. L'errore è evidenziato mettendo in AND (come potete ben vedere dallo schema elettrico generale di *figura 10*) il segnale di Preset e l'uscita a monostabile. Quando questi due segnali esistono contemporaneamente, avviene cioé l'errore, viene "settato" un flip-flop tipo S/R che a sua volta comanda l'accensione dell'apposito LED.

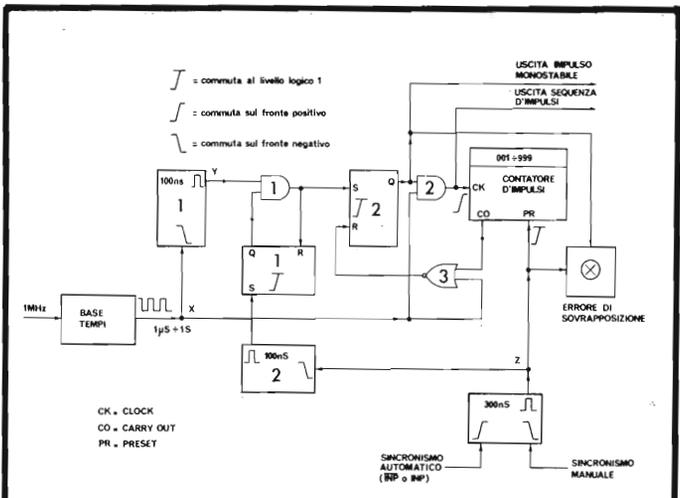



Fig. 3 - **Schema a blocchi** *semplificato dalla parte logica che genera le forme d'onda disponibili in uscita.*

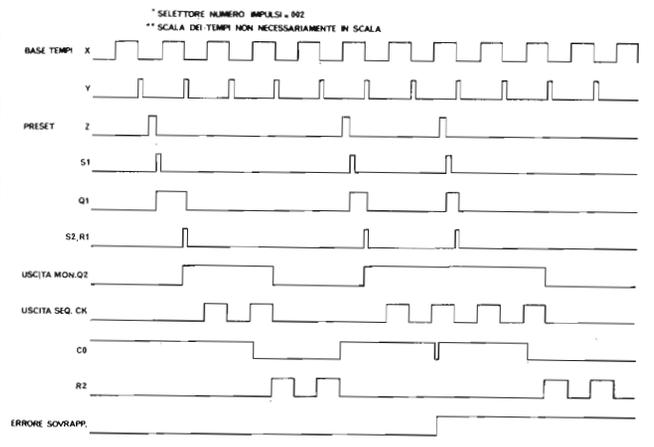



Fig. 4 - **Grafico in funzione del tempo** *che riporta punto per punto le forme d'onda presenti dei relativi punti segnati in fig. 3*

Passiamo ora al perché ho scelto alcune soluzioni invece di altre. Al punto Z, c'é un impulso con durata di circa 300 ns perché ottenerlo è stato molto facile ed è giusto il tempo che garantisce un sicuro "presettamento" delle decadi. Dal momento che l'impulso di Preset vincola il resto, tenerlo a "1" più a lungo sarebbe stato tempo sprecato.

Il blocco che genera l'impulso positivo e che "collega" il punto Z al punto S1 l'ho messo perché e necessario avere un impulso al fronte negativo dell'impulso di Preset, quando cioé le decadi sono libere da "vincoli". La durata è di 100 ns perché è necessario evitare il più possibile che S1 sia ancora a "1" quando R1, grazie ad una coincidenza con l'impulso presente in Y, va a "1". In pratica, con i tempi usati ed il tempo di transizione necessario per andare da S1 a R1, ciò non avviene mai. Era comunque necessario da prevedere e da evitare una condizione del genere data la asincronicità del segnale di sincronismo con quello della Base Tempi e la possibilità che questo errore avvenisse quando al generatore era richiesto un solo impulso. Per più impulsi infatti, l'errore non sarebbe stato tale dal momento che il flip-flop 1 sarebbe stato resettato al successivo impulso presente al punto Y senza che detto impulso potesse avere effetti negativi, passando indebitamente al punto S2.

Lo stesso blocco che unisce il punto X con il punto Y, l'ho messo perché è necessario sincronizzare la forma d'onda in uscita direttamente alla base tempi, unico posto dove esiste una forma d'onda precisa. Ciò evita errori di fase dovuti come già detto, alla asincronicità tra il segnale di sincronismo e quello della stessa Base Tempi. Questa soluzione che "vede" solo i fronti della forma d'onda data dalla Base Tempi, porta ad un errore di valore massimo pari a qualche decina di nanosecondi sul tempo totale. Errore che si verifica solo quando avviene una improbabile sovrapposizione con piccolo sfasamento tra l'impulso presente al punto S1 ed il punto Q1. Spero possiate sopportare l'imponderabile!.

Riassumendo: il primo impulso da 100 ns serve così breve per non far sovrapporre il segnale di S1 a quello di R1; il secondo impulso da 100 ns serve così breve per sincronizzare nel modo più preciso possibile l'uscita, alla base tempi, attraverso il punto Q1.

A questo punto sarete curiosi di sapere come è fatto questo blocco generatore di "spifferi", sensibile solo al fronte negativo dell'onda entrante. Passate alla *figura 5*, nella quale trovate e lo schema in dettaglio, e il grafico che ne spiega la sequenza di funzionamento e la tabella della verità del tipo di flip-flop tipo S/R usato. In pratica, osservando il grafico, potete capire che lo "spiffero" nasce dalla somma dei ritardi presentati dagli stadi logici che chiudono il loop. Questo non è ovviamente l'unico sistema, ma a mia esperienza, è il più comodo. Bisogna poi tener conto del vantaggio di poter usare un solo integrato con dentro ben 4 SET/RESET a NOR che unito ad un singolo 4001 (4 NOR a 2 ingressi), permettono d'avere con due soli IC, quattro blocchi di questo genere.

Facciamo un ulteriore passo per guardare più da vicino un circuito accessorio e più precisamente quello raffigurato in *figura 6*.

Questo stadio che nel circuito finale del generatore è stato usato per ben tre volte, serve per variare il segnale presente al suo ingresso secondo tre funzioni logiche. Debbo però anticiparvi che questo circuito è la soluzione ad una mia precisa esigenza "estetica" ed elettronica. Il mio scopo era infatti quello d'usare per la selezione necessaria, un deviatore tipo miniatura ormai molto diffuso, con la posizione di OFF al centro. Tre posizioni quindi, ON - OFF - ON. La questione "elettronica' è stata quella d'ottenere la condizione di INIBIZIONE (I) dell'uscita nella posizione centrale (OFF) del de-

S	R	Q	
0	0	X	mantiene il livello precedente
0	1	0	
1	0	1	
1	1	1	caso anomalo

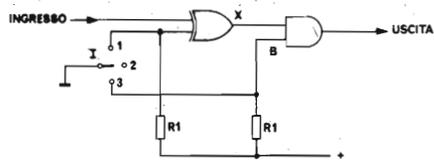
Fig. 5 - **Particolare circuito** *usato più volte nella realizzazione con diagramma dei tempi e tabelle della verità che ne spiegano il funzionamento.*

POSIZIONE I	A	B	INGRESSO	X	Y	USCITA	
1	0	1	_⊓_	¯⊔¯	1	¯⊔¯	INVERTITA
2	0	0	_⊓_	_⊓_	0	0	INIBITA
3	1	0	_⊓_	_⊓_	1	_⊓_	DIRETTA

Z	T	W
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

L	M	N
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. 6 - **Blocco usato più volte** *nel circuito come interfaccia del generatore vero e proprio con le rispettive uscite ed ingresso. Vi sono illustrate anche tabelle della verità che chiariscono le funzioni svolte e dall'intero circuito e dai singoli componenti logici.*

Fig. 7 - **Schema elettrico** *del circuito CONTATORE D'IMPULSI inserito come blocco nello schema elettrico di fig. 10.*

POSIZIONE I	A	B	INGRESSO	X	USCITA
1	0	1			DIRITTA
2	1	1			INVERTITA
3	1	0			0 INIBITA

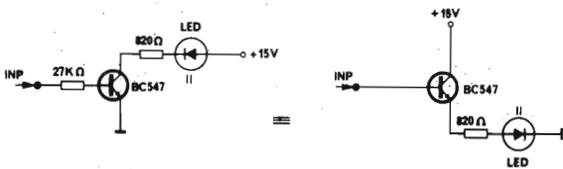



Fig. 8 - **Schemi elettrici** *di due circuiti dati come possibile alternativa "economica" ai relativi circuiti utilizzati nella realizzazione.*

viatore usato, elettronicamente molto comoda perché con un solo movimento permette l'inibizione indipendentemente dalla condizione di partenza ed evita scavalcamenti di altre funzioni. Una porta in più, per ottenere una funzione logica in una posizione del deviatore diversa da quella corrispondente ad un circuito più semplice, beh! penso sia un "vizio" che un amatore, appunto perché tale, può soddisfare. Convinto che non tutti possono essere d'accordo su questo "metodo", ho riportato in *figura 8* lo schema elettrico e la rispettiva tabella della verità della versione più economica che si "esprime" nella sequenza DIRITTO-NEGATO-INIBITO.

Visto che siamo in clima di economia osservando sempre la fig. 8, vi propongo un'altra variazione dello schema elettrico, che potete applicare nei confronti dei tre LED usati in ogni scheda del generatore in oggetto. Anche in questa occasione la motivazione è "maniacale", il voler vincolare ogni componente a pannello ad una sola polarità, in questo caso il + della alimentazione.

Passiamo ora in dettaglio lo stadio d'ingresso dei due segnali di sincronismo, automatico/manuale. Vediamo così un monostabile, quello che genera il già conosciuto impulso di durata 300 ns, "eccitato" da entrambi i suoi ingressi; l'ingresso "sensibile" al solo fronte positivo e quello "sensibile" al solo Fronte negativo della forma d'onda eccitante. L'aver usato un monostabile con due ingressi, mi ha evitato di dover mettere in OR i due segnali di sincronismo a disposizione e di dover così aggiungere una porta che non avevamo a disposizione. Concentriamoci ora sul solo ingresso automatico di sincronismo, che come potete vedere in *figura 10* è caratterizzato da un comparatore con uscita tipo logica. Il fatto che questo tipo di comparatore sia stato previsto come interfaccia con logica alimentata a 5V, mi ha costretto ad aggiungere in uscita al comparatore stesso un transistore, che a sua volta fa da interfaccia con la logica CMOS alimentata a 15V.

Tale soluzione garantisce un sincronismo sicuro con forme d'onda anche complesse e una sensibilità più che buona.

Dopo il comparatore c'é il già descritto stadio invertitore/inibitore che mi ha costretto ad inserire tra la sua uscita ed il

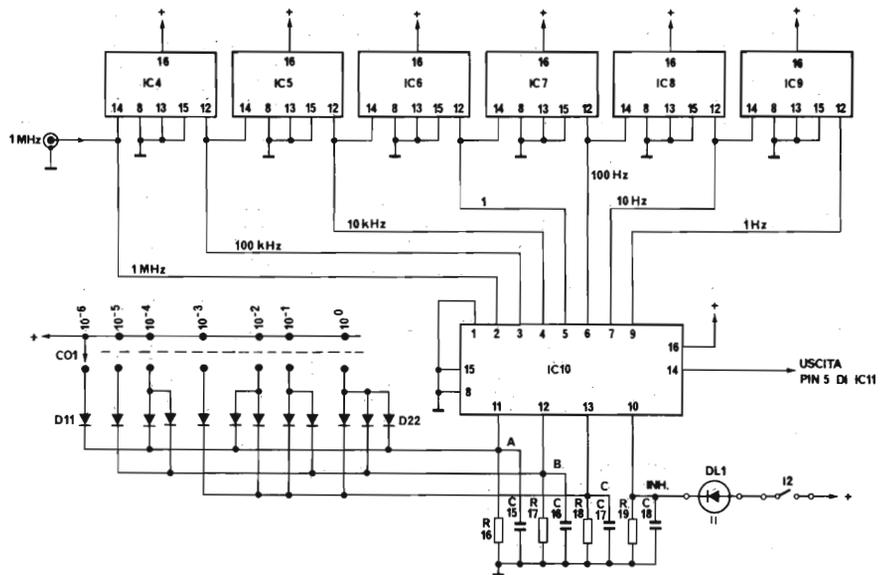



Fig. 9 - **Schema elettrico** *del circuito* ***BASE TEMPI***. *L'ingresso terminato con una presa a stampato, deve essere collegato al generatore a quarzo realizzato nella basetta sintetizzatore.*

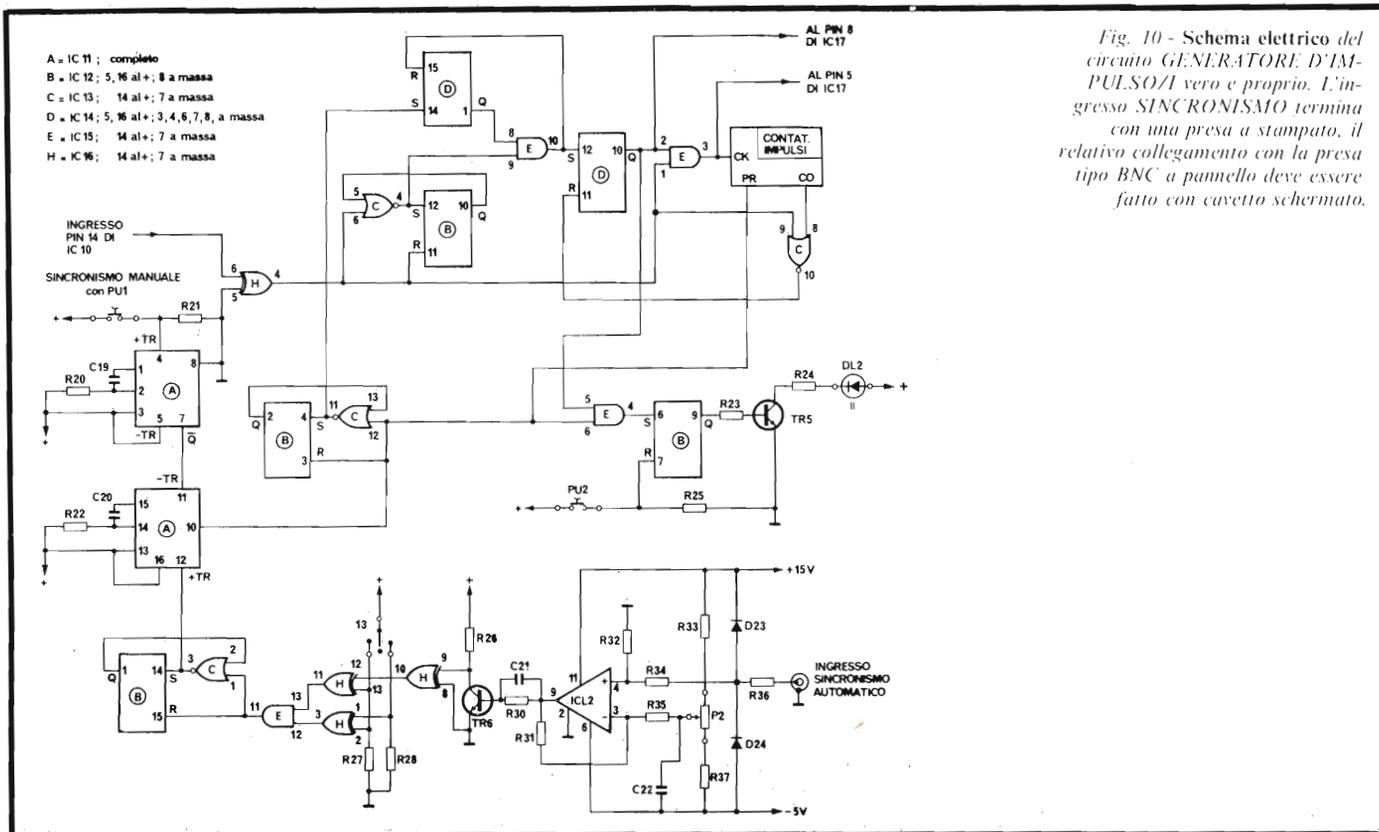



Fig. 10 - **Schema elettrico** *del circuito GENERATORE D'IMPULSO/I vero e proprio. L'ingresso SINCRONISMO termina con una presa a stampato, il relativo collegamento con la presa tipo BNC a pannello deve essere fatto con cavetto schermato.*

monostabile d'uscita, uno stadio generatore d'impulso del tipo già noto. Ricordo infatti che lo stadio invertitore/inibitore, quando viene usato come invertitore, ha la sua uscita normalmente a "1".

Ciò avrebbe "bloccato" il funzionamento del monostabile dal comando proveniente dallo Start manuale dato che lo stesso monostabile funziona solo quando l'ingresso momentaneamente non usato, ha l'appropriato livello logico. A "riposo", l'ingresso + TR deve essere a livello logico "0" mentre sempre a "riposo", l'ingresso - TR deve essere a livello logico "1". La giusta condizione di lavoro dell'ingresso + TR viene rispettata con l'artificio appena detto, quella dell'ingresso - TR viene rispettata collegando lo stesso all'uscita $\overline{Q}$, normalmente a "1", di un altro monostabile.

Questo secondo monostabile, che con l'altro fanno un solo integrato, serve per il sincromo manuale. La durata dell'impulso generato dallo stesso, è di circa 0,5 s; tempo che si va a sommare all'ultimo impulso positivo generato dai rimbalzi di chiusura e di apertura dei contatti del pulsante, perché il tempo tra queste due azioni (durata della "pigiata") non superi lo stesso tempo di 0,5 s.

Resta ora la BASE TEMPI, realizzata con una "cascata" di 4017 al fine d'avere in uscita una forma d'onda simmetrica.

Quest'ultima esigenza mi ha proibito l'uso di integrati contenenti due decadi, dato che normalmente questi divisori hanno solo l'uscita in codice BCD, forma d'onda notoriamente asimmetrica.

La selezione della particolare frequenza voluta viene attuata attraverso un codice tipo binario, dato ai tre ingressi di selezione, di un commutatore logico. Ciò ha evitato di dover portare a pannello le varie frequenze, e i vari problemi che una tale soluzione avrebbe fatto sorgere. Ritenendo che la scritta diretta sul pannello del tempo preselezionato, sia di una praticità irrinunciabile, ho dovuto usare per la selezione della frequenza della base tempi una manopola con indice e quindi un commutatore con una via, sette posizioni. A sua volta l'usare un commutatore mi ha costretto a decodificare attraverso una matrice di diodi, in codice binario, la posizione del commutatore stesso. A mio parere, la decodifica a diodi è la più economica, potete comunque ottenere lo stesso risultato con un commutatore a tre vie, sette posizioni.

L'integrato usato come commutatore digitale, ha inoltre un ingresso per l'inibizione dell'uscita base tempi, che ho usato come tale mettendoci in più un diodo LED che ne evidenzia l'inserimento; per i distratti come me. Vi faccio presente che l'inibizione della base tempi, ha un effetto molto diverso dalla inibizione predisposta per ogni uscita. Prima differenza è che questa inibizione inibisce contemporaneamente entrambe le uscite, quella a monostabile, quella della sequenza degli impulsi, *lasciandole al livello logico del momento*. Infatti, l'inibizione della singola uscita agisce portando a "O" il livello dell'uscita stessa indipendentemente dalla posizione di DIRITTO o NEGATO di partenza.

La cosa può essere importante dal momento che nella condizione di NEGATO, il livello logico di "riposo" è l'"1" e che andando allo "0" della inibizione viene dato in uscita un ulteriore fronte negativo. Di questo dovete tener conto quando usate il generatore a "controllo visivo" con il vostro circuito e intervenite a porre fine al conteggio con l'inibizione dell'uscita. La seconda differenza è che inibendo la base tempi, sospendete solo temporaneamente la conta degli impulsi che riprenderà dal punto precedente appena levata l'inibizione stessa. Inibendo invece solo l'uscita, perdete l'informazione degli impulsi che restano, dal momento che il contatore continua sino alla fine il suo lavoro.

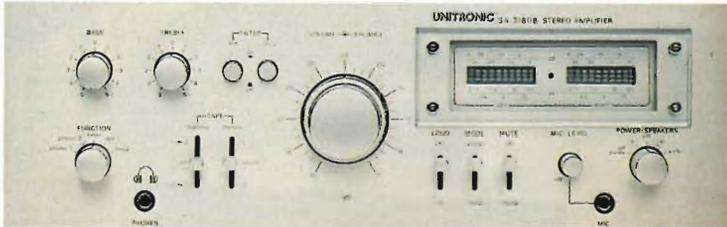
(*continua*)

L. 890.000
+ IVA
PET
DISK
CBM
2001 Series
professional
computer
commodore

**La combinazione Hi-Fi per l'amatore esigente,
ad un prezzo competitivo. Amplificatore da 55+55 W RMS.
Sintonizzatore AM/FM con filtri ceramici.
Registratore con dolby e per nastri metal.**

La Unitronic introduce la sua nuova, sofisticata e competitiva linea Hi-Fi.
Proseguendo il successo commerciale derivato dai suoi famosi accessori audio, la Unitronic con la sua linea Hi-Fi intende inserirsi nel mercato con apparecchi di qualità, robusti, dal prezzo altamente competitivo e con un servizio d'assistenza di primissimo ordine.
Gli apparecchi serie S 3000 rappresentano il top della linea e vengono forniti con manuali in lingua italiana e garanzia totale di 6 mesi.

Amplificatore SA 3150 SA

L'amplificatore stereo SA 3150 SA rappresenta il Top della linea Unitronic 55+55 W RMS con carico di 8Ω da 20 a 20000 Hz e lo 0,05% di distorsione armonica.

CARATTERISTICHE

- Indicatori del livello d'uscita a LED muniti frontalmente di speciale prisma al fine di incrementare la visualizzazione.
- Circuito elettronico di protezione dei diffusori
- Circuiti di mixaggio del microfono sul programma ascoltato
- Possibilità di impiego di 2 registratori con possibilità di copiatura dei nastri e monitors indipendenti
- Costruzione accurata e grande robustezza
- Estetica raffinata

SPECIFICHE TECNICHE

Potenza d'uscita: 55+55 W a 8 Ω 20÷20000 Hz
Distorsione armonica: 0,05%
Rumore ingressi: phono-75 dB/microfono-75 db/aux-100 dB
Sensibilità d'ingressi: phono 2,5 mV - 47 kΩ/mic 2,5 mV - 10kΩ/ aux 160 mV - 50 kΩ
Risposta di frequenza: 10 ÷ 60000 Hz
Controlli di tono: bassi ± 10 dB a 100 Hz/acuti ± 10 dB a 10 kHz
Loudness: +6 dB a 100 Hz e +4 dB a 10kHz
Filtro subsonico: -3 dB a 12 dB/ottava a 70 Hz
Filtro antifruscio: -3 dB a 12 dB/ottava a 7 kHz
Dimensioni: 43 x 31 x 13,2 cm
Peso: 11 kg.
Alimentazione: 220 V - 50 Hz.

Sintonizzatore ST 3120 B

Sintonizzatore AM/FM professionale dalle prestazioni superlative in grado di consentire una perfetta ricezione anche nelle più critiche condizioni.

CARATTERISTICHE

- Circuito d'ingresso a doppio GATE MOSS FET
- Indicatori di sintonia ed intensità segnale a LED con speciale prisma per incrementare la visualizzazione
- Commutatore per visualizzare il tipo di segnale ricevuto: modulazione, intensità e multipath.
- Filtro multiplex.
- Circuito silenziatore dei disturbi intrastazionali FM.
- Circuito di commutazione automatica stereo/mono.
- Circuito AM con filtri di media frequenza ceramici.

SPECIFICHE TECNICHE

Sezione FM
Gamma di frequenza: 87, 5 ÷ 109 MHz
Sensibilità: 1,6 μV
Distorsione armonica con 40 kHz di dev.: 0.1% mono/0,2% stereo
Rumore con 40 kHz di dev.: -70 dB mono/-60 dB stereo
Selettività: 80 dB
Separazione canali: 45 dB
Risposta di frequenza: 20 ÷ 16000 Hz
Reiezione media frequenza: 70 dB
Sezione AM
Gamma di frequenza: 525 ÷ 1650 kHz
Sensibilità: 300 μV
Distorsione armonica (1000 kHz): 0,8%
Rumore (1000 kHz): -45 dB
Selettività: 30 dB
Risposta di frequenza: 50 ÷ 2500 Hz
Dimensioni: 43 x 31 x 13,2 cm.
Peso: 7,2 kg.
Alimentazione: 220 V 50 Hz

Registratore SC 3200

Registratore professionale compact cassette Hi-Fi stereo con sistema di comandi a sequenza logica-Dolby ed equalizzatore per nastri metal.

CARATTERISTICHE

- Indicatori di livello IMPUT/OUTPUT a LED
- Memoria
- Apertura smorzata vano cassetta
- Arresto automatico a fine nastro

SPECIFICHE TECNICHE

Risposta di frequenza: 30 ÷ 16000 Hz (CrO_2 e Metal)
Rumore equalizzatore: normal -52 dB/pesato -62 dB/CrO_2 -56 dB/pesato -67 dB
Cancellazione: -70 dB
Wow e flutter: 0,05%
Tempo di riavvolgimento: 75" per cassette C 60
Sensibilità di ingressi: linea 60 mV 47 kΩ/mic 0,25 mV 7,2 kΩ
Livello d'uscita linea: 1 V max 600 kΩ
Dimensioni: 43 x 31 x 13,2 cm
Alimentazione: 220 V 50 Hz
Peso: 7, 8 kg.

UNITRONIC®

Il multimetro digitale "LCD" ME-501

di Diego Fremon

Questo strumento è studiato per una lunga autonomia, e inoltre offre la possibilità di misurare il guadagno dei transistori PNP-NPN

Nell'impiego usuale, i multimetri offrono le elavatissime prestazioni che caratterizzano tutti i sistemi digitali di classe: per esempio una risoluzione elevatissima (10 mV sulla portata di 20 V); una protezione contro i sovraccarichi del pari ampia: sempre a titolo d'esempio, con un fondo-scala di 2V è possibile applicare all'ingresso un valore di 500 V senza che si guasti alcunché. Altre caratteristiche emergenti sono la resistenza d'ingresso eccezionalmente alta, la possibilità d'impiego in presenza di forti campi magnetici, la precisione di lettura sino alla quarta cifra, la costanza nella calibrazione, l'azzeramento automatico e via di seguito. Rispetto ad altri multimetri digitali, però, l'ME-501, manifesta una maggiore facilità d'impiego, una migliore robustezza, e permette anche la prova dei transistori (guadagno), quindi è da ritenere uno strumento appartenente alla ristretta cerchia dell'eccellenza nella qualità.

Fig. 1 - **Questo disegno mostra il pannello frontale del multimetro numerico SOAR** *a cristalli liquidi mod. ME-501 le cui caratteristiche sono ampiamente descritte in questo articolo. Si noti anche l'elegante e razionale disposizione dei vari tasti. L'apparecchio è in vendita presso tutte le sedi GBC con codice TS/2123-00.*

Sino a poco tempo addietro, i multimetri digitali potevano essere divisi in due categorie: quelli da banco, dalle molte funzioni, dalle numerose portate, dalle caratteristiche flessibili ma dall'ingombro e peso notevole; gli altri portatili, ma dalle caratteristiche non troppo brillanti, con una duttilità modesta, un gruppo di misure a fondo-scala limitato, in sostanza, molto ridotti all'essenziale, forse troppo.

Recentemente, è apparsa una "generazione-ponte" di strumenti, ovvero una serie di portatili, semi-tascabili, che hanno le prestazioni in precedenza offerte solo dai multimetri "da banco".

È interessante notare che questi nuovi sistemi digitali hanno anche un costo che è appartenibile a quello dei portatili, limitato, e che si distacca notevolmente dalle grosse cifre richieste per i "bench-multimeters".

Tra gli strumenti portatili che hanno caratteristiche elevate, si può tranquillamente includere il multimetro digitale SOAR ME-501.

Poiché riteniamo che il suo costo lo renda accessibile anche ai riparatori, ed agli sperimentatori più impegnati, ne tratteremo ora le caratteristiche.

Il multimetro, può essere impiegato per misurare in Vcc (tensioni continue), Vca (tensioni alternate), mA cc - A cc (correnti continue deboli, medie e forti), resistenze, ed infine può misurare il guadagno dei transistori bipolari, NPN e PNP.

In tutte le misure, si evidenzia la superiorità rispetto ai multimetri, anche elettronici, di tipo analogico, ad indice. Chiariamo il concetto. In un multimetro analogico, la scala per tensioni continue, ha in genere cento divisioni, in tal modo, se si effettua una misura con un fondo-scala di 500 V, sarà possibile leggere un valore, di poniamo, 250 oppure 260

V, ma in nessun caso si osserverà *il vero*, cioé 254 V o altrimenti 249 V, 263 V e simili.

Nella misura degli Ohm, l'imprecisione della scala analogica diviene ancora più evidente. Sempre a causa del limitato arco di misura, in uno strumento tradizionale, l'indicazione deve essere necessariamente "arrotondata"; per esempio 2700 Ohm, 2800 Ohm. Risulterà sempre impossibile effettuare una lettura come 2851 Ohm, oppure 2699 Ohm, il che invece è normalissimo, con l'affissione digitale.

Sempre nel caso della misura di resistenze, i normali tester fanno circolare nell'elemento in prova una intensità notevole, che può distruggere certi diodi e le giunzioni più delicate dei transistori. Al contrario, negli strumenti digitali, la corrente di prova è molto ridotta. Per esempio, nell'ME-501,si va dal quasi incredibile minimo di 0,3 μA (!!) nella portata più alta (2 MΩ) ad un massimo nient'affatto preoccupante di 1 mA nella portata più bassa (2 kΩ).

Quanto abbiamo detto per le tensioni vale anche per le correnti: la lettura su ben quattro cifre consente di leggere sia valori "reali", senza arrotondamenti ed approssimazioni, che di verificare le minime fluttuazioni nelle misure prolungate.

È poi da dire che i multimetri digitali hanno per loro natura

MISURE DI TENSIONI CONTINUE

Temperatura 23°C ±5°C

Portata	Precisione	Risoluzione	Resistenza d'ingresso	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200mV	−(0,8% della lettura +1 dgt)	100μV	10MΩ	DC ±500V AC 350V RMS
2V		1mV		
20V		10mV		
200V		100mV		
1000V		1V		DC ±1100V AC 1100V

MISURE DI TENSIONI ALTERNATE

Temperatura 23°C ±5°C

Portata	Precisione	Risoluzione	Resistenza d'ingresso	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200V	−(1,2% della lettura +10 dgt)	100mV	10MΩ	DC ±500V AC 350V RMS
1000V		1V		DC ±1100V AC 1100V
Banda di frequenza: 40Hz - 500Hz				

MISURE DI CORRENTI CONTINUE

Temperatura 23°C ±5°C

Portata	Precisione	Risoluzione	Caduta di tens. (in caso di F.S.)	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200 μA	±(1,2% della lettura +2dgt)	100nA	200mV	tramite fusibile da 0,5A
2mA		1μA		
20mA		10μA		
200mA		100μA		
10A		10mA	inferiore a 0,6V	–

MISURE DI RESISTENZE

Portata	Precisione	Risoluzione	Corrente di prova	Protezione del circuito dai sovraccarichi
200Ω	±(1% della lettura +2dgt)	100mΩ	1mA	250V DC/AC RMS
2kΩ		1Ω	100μA	
20kΩ		10Ω	20μA	
200kΩ		100Ω	3μA	
2MΩ		1kΩ	0,3μA	

una resistenza interna elevata, che non "carica" il circuito che si deve misurare, quindi non falsa i valori letti anche in casi tradizionali difficili, come le polarizzazioni di elementi ad effetto di campo (FET-MOS), le tensioni che pilotano il controllo automatico di volume o del guadagno, i valori che controllano i varicap, ed in sostanza semplificano da un lato, rassicurano dall'altro, circa la precisione.

Il multimetro ME-501 ha le seguenti caratteristiche generali:

— Display a cristalli liquidi del tipo FE, a forte contrasto, 3 cifre e mezza.
— Indicazione automatica della polarità: la massima lettura, ad esempio, può essere sia "1999" che " - 1999".
— Circuiteria completamente integrata, C-MOS LSI; quindi massima compattezza, nessuna necessità di ricalibrazioni periodiche, vita prevista molto più estesa anche grazie alle protezioni incorporate.
— Minimo assorbimento grazie all'impiego simultaneo del display LCD e del sistema di valutazione MOS; per l'alimentazione basta una pila comune da 9 V che da un'autonomia di 150-200 ore di lavoro. In sostanza, minimo costo per il tempo-lavoro.
— Azzeramento automatico in tutte le portate.
— Indicazione automatica del "fuori scala" (valore all'ingresso più elevato del massimo misurabile nella portata) semplicemente ottenuto con lo spegnimento di tutte le cifre meno *l'uno* a sinistra, e l'eventuale segno negativo (1, -1).
— Aggiornamento della lettura ogni 400 ms per la massima stabilità, ma anche la migliore rapidità nella segnalazione delle variazioni dei valori indicati.
— Dimensioni: simili a quelle di un normale tester analogico, cioé 1719030,5 millimetri.
— Le portate sono le seguenti: Vcc; 200 mV, 2 V, 20 V, 200 V, 100 V (risoluzione nella scelta inferiore 100 μV, ed 1 V in quella più elevata, resistenza d'ingresso 10 MΩ, protezione per le portate inferiori 500V cc e 350 V ca, protezione per l a portata di 1000 V, 1100 V cc e V ca).
— Vca: 200 V, 1000 V (risoluzione rispettivamente 100 mV e 1 V, resistenza d'ingresso 10 MΩ, protezione, rispettivamente 500 V cc/350 V ca, 1100 Vcc e Vca).
— Correnti cc: 200 μA, 2 mA, 20 mA, 10 A (risoluzione nella portata più bassa, 100 nanoAmpere, risoluzione nella scala 10 A, 10 mA. Protezione: 0,5A per le portate in mA).
— Resistenze: 2 Kilo Ohm, 20 Kilo Ohm, 200 Kilo Ohm, 2 Mega Ohm (risoluzione nella scala più bassa 1 Ohm, nella portata più alta 1 Kilo Ohm, corrente di prova nella portata più alta 0,3 μA, corrente di prova nella portata alta 1 mA. Protezione in tutte le portate 250 V cc oppure ca rms).
— hFE (guadagno) dei transistori bipolari NPN e PNP.

Come si vede, lo strumento ha un'eccellente serie di portate e funzioni. Osserviamo ora il pannello: *Figura 1.*

Il display in alto, grazie alla particolare natura "FE" dei cristalli liquidi, risulta ben visibile anche in condizioni di luce un pò precarie.

A destra, sotto il display, vi è l'interruttore generale, che ha tre posizioni, invece delle due comuni; vi è a sinistra lo "spento" (OFF), più due posizioni di "acceso" (ON), al centro ed alla estrema destra. Questa insolita commutazione, dipende dal fatto che lo stesso interruttore, non serve solo per l'accen-

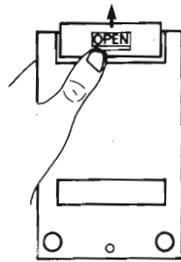
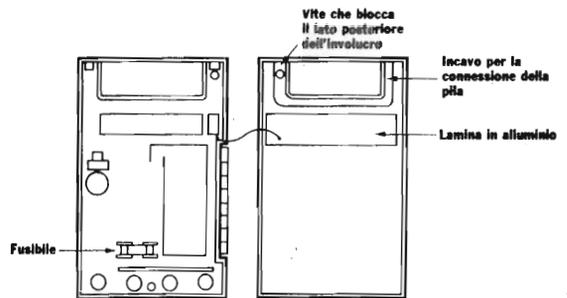



Fig. 2 - **La figura mostra** *come è possibile aprire il vano per la sostituzione delle pile.*

Fig. 3 - **Posizione del fusibile da 0,5 A** *che protegge lo strumento durante le misure di intensità.*

sione e lo spegnimento, ma anche per scegliere le adatte polarità delle tensioni applicate ai transistori in esame. Se l'interruttore è portato al centro, lo strumento è predisposto per la prova di transistori PNP, mentre se è a destra è predisposto per gli NPN.

Il transistore da provare deve essere inserito nello zoccolo posto subito sotto all'interruttore, che comprende due connessioni per l'emettitore, indicate sul pannello, così come quelle di base e collettore. La doppia connessione è prevista per facilitare l'inserimento di transistori che non siano i soliti TO-5 oppure TO-72, ma che abbiano i reofori disposti diversamente. In certi casi (terminali troppo raccorciati, o ad innesto, o a bandella etc.) gli elementi non potranno essere innestati direttamente nel supporto, ed allora è previsto un probe adattatore opzionale, del tipo SOAR MQ-11 (T82123/05). Uno dei due controlli principali dei multimetri è il commutatore di funzioni (a sinistra, in alto), che consente di scegliere tra Ohm, mA CC - hjFE, V (la selezione tra Vca e Vcc si effettua impiegando la presa che serve, posta in basso sul pannello, così la selezione tra correnti deboli, mA, e forti, A).

L'altro controllo principale è il commutatore di portate, posto sempre a sinistra del pannello, sotto al precedente.

Come abbiamo detto, per scegliere tra Vcc e Vca, mA ed A, si usano le prese in basso. Il puntale nero, sarà sempre collegato all'ingresso (- COM), mentre il puntale rosso sarà spostato, di volta in volta, alla presa utile.

Poiché non è necessario il noioso azzeramento manuale, che la circuiteria LSI dello strumento effettua da sola, e considerato automaticamente, non vi sono altri controlli.

Come abbiamo già avuto occasione di far notare, per l'alimentazione serve solamente una pila comunissima per radioline da 9 V. La relativa sostituzione è indicata nella *figura 2*.

Si devono allentare le due viti che trattengono il coperchio posteriore dell'involucro , e sapere con delicatezza le due metà. La pila sostitutiva può anche essere del tipo alcalino; in tal caso si avrà un'autonomia di centinaia di ore. La *figura 2* mostra anche la posizione del fusibile da 0,5A che protegge lo strumento durante le misure d'intensità.

Se si deve sostituirlo, occorre evidentemente staccare il coperchio come nel caso della pila.

Circa l'impiego dello strumento, possiamo dire che è semplice ed agevole come quello di un normale tester analogico di vecchio tipo. Vi è in pratica una sola eccezione. Come sanno coloro che hanno avuto modo d'impiegare i multimetri elettronici analogici (V.T.V.M.). la grande resistenza d'ingresso può in certi casi creare dei problemi, che sono identici per qualunque strumento, digitale o no; si tratta dell'effetto pick-up. Operando in prossimità di apparecchiature che generano un *forte* campo elettromagnetico impulsivo o alternato, si possono avere instabilità nelle letture perché i puntali captano l'energia e la trasferiscono al sistema di conteggio che ne è influenzato. Per evitare ogni imprecisione, si deve quindi o spegnere l'apparecchio che disturba (utensili elettrici muniti di solenoidi o grossi motori elettrici a spazzole, saldatrici RF, trasmettitori, sistemi ad arco ...) o allontanarsi di qualche metro, in quanto, per fortuna, i campi disturbanti decadono rapidamente.

Altri problemi, non emergono.

Un pensiero che preoccupa un pò chiunque abbia intenzione di acquistare uno strumento che comporta un certo esborso, è la durata nel tempo, la resistenza ai guasti.

Il miglior sistema per prevederla, è osservare il livello qualitativo dei componenti impiegati e l'efficienza delle protezioni. Nel caso del multimetro ME-501, ambedue i parametri sono favorevoli. La meccanica degli strumenti è decisamente robusta, ed i commutatori (non di rado causa di noie nel tempo) si presentano eccezionalmente solidi, con ottime superfici di contatto, scatti precisi, basamento ottimamente isolato. Altrettanto va detto per le prese, mentre gli elementi resistivi appena critici sono a bassissima tolleranza: 1% o migliore, e ciò che più conta, stabili in temperatura ed a basso rumore da agitazione.

Lo zoccolo che deve ospitare i transistori in prova, ha i terminali che non serrano, per la semplice ragione che la SOAR deve aver constatato, che dopo centinaia di misure, *qualunque* sistema a molla tende ad allentarsi, e nella previsione di una durata molto importante, ha preferito impiegare dei contatti sicuri ma non aggraffanti. Per questa ragione, il transistore in prova deve essere tenuto fermo con le dita.

Già da questo dettaglio si comprende come i multimetri ME-501, siano previsti per durare, durare a lungo. Il resto è conforme.

Relativamente alle protezioni elettriche, beh, noi le abbiamo *eccedute* per vedere cosa succedeva. In altre parole, abbiamo applicato 600 V sulla portata di 2 V, e 300 V sulle portate in Ohm (!!). Risultato: nulla di rotto.

Naturalmente *sconsigliamo* al lettore di far tentativi del genere: i danni non sono coperti dalla garanzia. I *maltrattamenti* che noi abbiamo inflitto ai multitester (sia pur con un certo batticuore) ci hanno però convinto che le protezioni non solo sono efficaci, ma superano le specifiche annunciate.

Il che completa la nostra ipotesi di lunga vita per gli strumenti.

PHILIPS

MOTORI PHILIPS PER TUTTE LE APPLICAZIONI

Settori d'impiego
- Temporizzazione e controllo per applicazioni professionali e industriali
- Unità-periferiche di calcolatori e lettori di nastro
- Registratori video, audio, giradischi, ecc.

MOTORI SINCRONI UNIDIREZIONALI	TENSIONE	VELOCITA' * g/min.	COPPIA mNm	DIMENSIONI mm
9904 110 02...		250	3	∅ 51 x 12
9904 110 05...		250	0,5	∅ 35 x 10
9904 110 06...		250	0,25	∅ 35 x 10
9904 110 09...		375	0,08	∅ 20 x 10
MOTORI SINCRONI REVERSIBILI	da 24 V a 220 V			
9904 111 06...		250	37	∅ 44 x 76
9904 111 27...		250	70	∅ 68 x 58
9904 111 31...		250	20	∅ 51 x 25
9904 111 32...		250	7	∅ 35 x 21
9904 111 33...		250	70	∅ 60 x 40

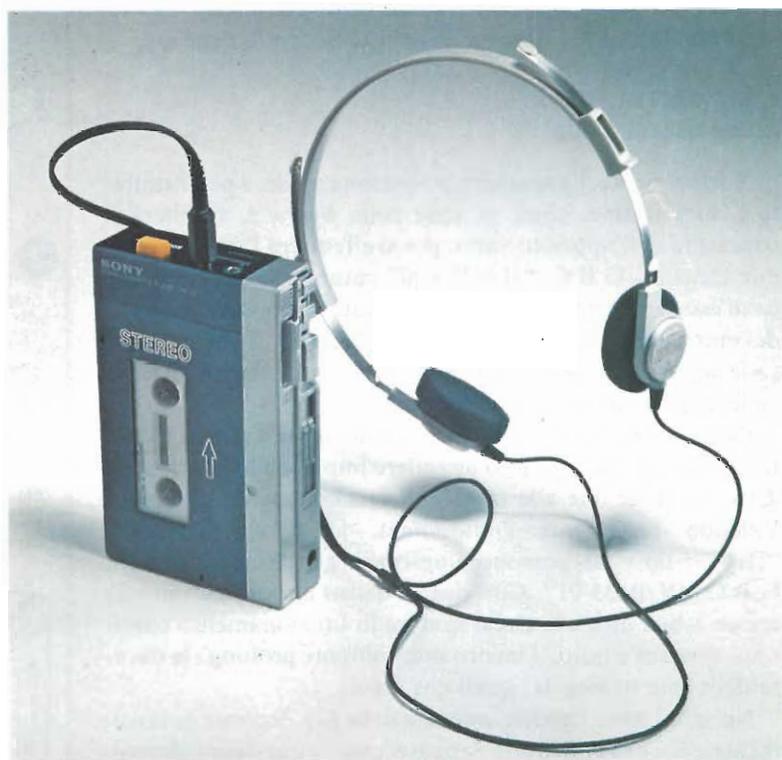
* a 50 Hz; disponibile versione a 60 Hz

MOTORI PASSO-PASSO	ANGOLO DEL PASSO	TENSIONE NOMIN.	PULL-IN MAX. PASSI/S	COPPIA MASSIMA mNm	DIMENSIONI mm
9904 112 06...	7,5°		200	50	∅ 44 x 76
9904 112 27...	7,5°		275	110	∅ 68 x 58
9904 112 28...	15°		200	65	∅ 68 x 58
9904 112 29...	3,45°	5	700	250	∅ 68 x 100
9904 112 30...	7,5°	e	500	165	∅ 68 x 100
9904 112 31...	7,5°	12 V	400	24	∅ 51 x 25
9904 112 32...	7,5°		600	7	∅ 35 x 21
9904 112 33...	7,5°		275	110	∅ 60 x 40
9904 112 34...	15°		200	65	∅ 60 x 40

MOTORI IN C.C., CON FERRO	TENSIONE NOMIN. V	VELOCITA' NOMIN. g/s	COPPIA mNm	DIMENSIONI mm
4322 010 71...	4,5/7	2000	1	∅ 34 x 26
4322 010 72...	5,5	2400	1	∅ 27 x 22
MOTORI IN C.C., SENZA FERRO				
4322 010 75...	12/24	2800	10	∅ 40 x 40
4322 010 76...	12/24	3100	5	∅ 29 x 40
4322 010 77...	9	5000	0,3	∅ 19 x 15
4322 010 78...	24	2100	100	∅ 66 x 64

Per ulteriori informazioni rivolgersi a:

BRITELEC
Viale Fulvio Testi, 327 - tel. 6445 (20 linee)
20162 MILANO - Telex: 331271 PHIMIL

Sony TPS-L2: l'impianto HI-FI in tasca

seconda parte di L. Salvemi

Chi ha letto la prima puntata di questa trattazione, sa già che il SONY TPS-L2 è uno straordinario lettore stereo di nastri miniaturizzato, eppure HI-FI, che può essere usato ovunque, in viaggio, all'aperto, durante le vacanze, o come impianto riproduttore ad alta fedeltà alternativo. Notando l'interesse che l'argomento ha sollevato tra gli audiofili, esporremo ora l'impiego pratico del dispositivo, la manutenzione, le precauzioni da prendere per non sciuparlo in fretta. Tratteremo inoltre una breve casistica dei possibili malfunzionamenti che non sempre richiedono l'intervento Tecnico ma possono derivare dall'inesperienza di chi impiega il complesso, e da fraintendimenti.

Iniziamo proprio dalle precauzioni che si devono prendere per mantenere sempre l'apparecchio in buona efficienza. Si tratta di cose ovvie, che però talvolta anche gli utenti scrupolosi trascurano, quindi è forse meglio una nota inutile in più che una dimenticanza grave. Vediamo il tutto in forma di scaletta:

— L'apparecchio deve essere unicamente alimentato con la tensione di 3 Vcc; se occorre il funzionamento a rete, si può impiegare l'adattatore SONY "AC-32", mentre se lo si vuol far funzionare con la batteria di un'autovettura, di un motoscafo o simili, prendendo la tensione dall'accendisigaro, s'impiegherà il cordone adattatore SONY "DCC-127A". Non si deve impiegare alcun altro tipo di raccordo.

— Se l'apparecchio è impiegato con l'adattatore di rete, ma si pensa di non utilizzarlo per qualche tempo, è bene sfilare la spina dell'adattatore della presa di rete.

— Se si prevede di non impiegare l'apparecchio per qualche settimana o più, oppure se si pensa di non impegarlo con le pile entrocontenute, bensì con altre sorgenti di alimentazione, le pile dovranno essere tolte, ad evitare che si ossidino spargendo pericolosissimi liquidi corrosivi.

— Sebbene l'apparecchio sia ben protetto ed anche previsto per l'utilizzo mobile, non per questo lo si deve porre in luoghi ove sia possibile un sovraccarico termico, come termosifoni, bocchette d'uscita calda; non lo si deve abbandonare d'estate sotto il sole a picco, e d'inverno in un punto molto umido. Lo si deve proteggere dalla polvere, dalla pioggia, ed evitare per quanto possibile che prenda colpi.

— Se per caso un qualunque liquido cade accidentalmente sull'apparecchio, si devono immediatamente togliere le pile dell'apposito scompartimento, o staccar l'adattatore impiegato , quindi, senza nemmeno verificare il funzionamento, lo si deve portare presso la più vicina Sede G.B.C. per un controllo tecnico.

— Per ottenere le eccellenti prestazioni che l'apparecchio offre, è necessario che le testine siano ben pulite. Rivedremo questo punto trattando della manutenzione.

— Se è necessario impiegare l'apparecchio in posti freddissimi, no lo si deve estrarre dalla borsa per il trasporto data a corredo, oppure lo si deve tenere in tasca.
— Per ogni problema tecnico è necessario contattare il servizio della G.B.C. Italiana, presso la Sede più vicina.

L'ALIMENTAZIONE

Alimentazione a pile

Normalmente, l'apparecchio funziona a pile, e per installare queste ultime, come si vede nella *figura 3*, si sfilerà il coperchio dell'apposito vano, poi si effettuerà l'inserzione di due elementi G.B.C. "II/0735-00" curando la polarità, che deve essere assolutamente quell'indicata. I negativi delle pile devono stabilire un buon contatto sulle molle. Il nastro che si vede nella figura, dovrà essere riportato sugli elementi perché faciliterà in seguito la sostituzione.

Dopo un'ultima occhiata di controllo il vano sarà richiuso. L'autonomia che ci si può attendere impiegando le pile suddette, va dalle due alle tre ore di funzionamento continuo. Volendo prolungare l'autonomia, al posto delle pile "II/0735-00" si possono impiegare gli elementi alcalini G.B.C. "II/0133-01". Con due di questi ultimi l'autonomia cresce a ben otto ore circa, sempre in funzionamento continuo, ma com'é noto, il lavoro intermittente prolunga la durata delle pile impiegate, quali che siano.

Nei climi molto freddi, la durata delle pile decresce notevolmente; se si pensa di usare l'apparecchio in queste condizioni, è senz'altro consigliabile l'adozione degli elementi alcalini.

Come abbiamo visto nella precedente puntata, l'apparecchio prevede una luce spia di funzionamento che si fa sempre meno viva man mano che le pile si scaricano. Poiché con le pile in via di esaurimento il responso diviene distorto, è necessario cambiarle subito, appena danno segno di "stanchezza".

Alimentazione a rete

La *figura 4* mostra l'impiego dell'adattatore di rete; la relativa spina d'uscita deve essere inserita nella presa dei 3 Vcc, e l'adattatore in una presa di rete. Quando l'adattatore di rete è connesso all'apparecchio, le pile interne (se inserite) sono poste automaticamente a riposo.

Impiego della batteria ricaricabile

L'accumulatore SONY BP-33 (accessorio opzionale) può essere impiegato al posto delle pile, e la *figura 5* mostra la sua connessione. Lo si deve inserire in modo che la targhetta sia rivolta verso l'alto ed in tal modo, la polarità sia precisa.

Per la carica dell'accumolatore, s'impiega l'adattatore di rete, ed il tempo di ricarica completa si aggira sulle quattro ore e mezzo.

Quando tale periodo è terminato, l'adattatore deve essere tolto per evitare un eccesso di carica. Mentre si effettua la ricarica, l'apparecchio può essere impiegato,però in tal caso, il periodo risulterà ovviamente prolungato.

L'autonomia assicurata dell'accumolatore BP-33 è di circa tre ore di funzionamento continuo.

Anche se la carica dell'accumolatore può essere valutata tramite la spia di accensione, come per le normali pile, l'indicazione non è valida per stabilire l'autonomia rimanente, perché gli accumolatori al nichel-cadmio, come il BP-33, forniscono una tensione pressoché costante sino a che non sono scarichi, poi il valore decade rapidissimamente. Quando s'impiega l'accumolatore, è bene basarsi sul tempo di autonomia, più che sulla lucina indicatrice.

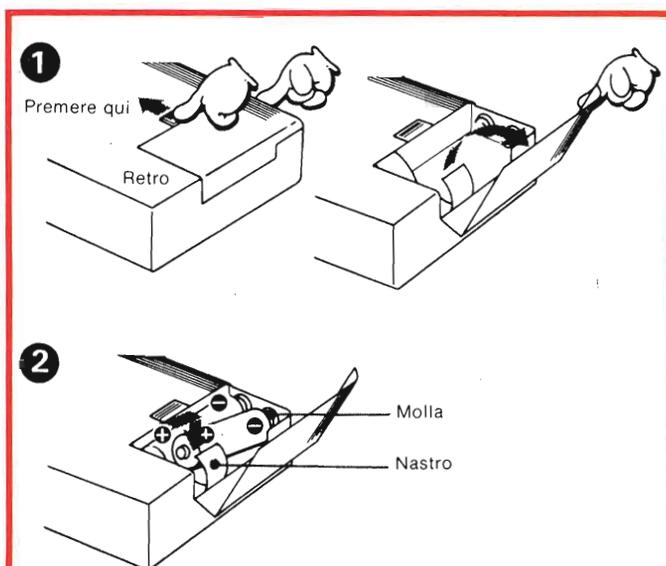



Fig. 3 - **Ecco come si effettua** *la sostituzione delle pile del SONY TPS-L2.*

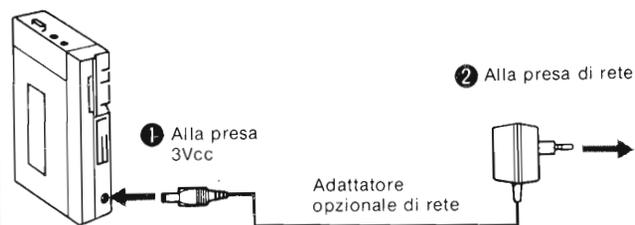



Fig. 4 - **Esatto impiego dell'adattatore di rete:** *la relativa spina d'uscita deve essere inserita nella presa dei 3 Vcc.*

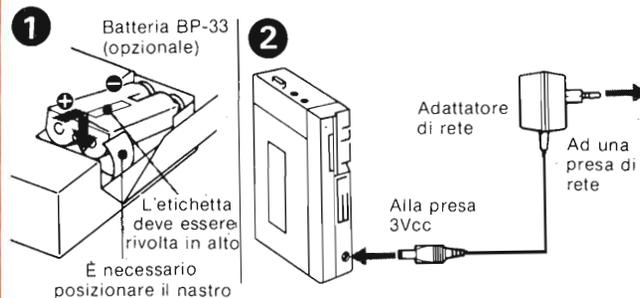



Fig. 5 - **Connessione dell'accumulatore BP-33,** *che può essere impiegato al posto della pila.*

Impiego "mobile" con batteria da 12 V

La *figura 6* mostra l'impiego dell'apparecchio in auto, o in motoscafo, tramite l'adattatore "SONY Car Battery Cord DCC-127A" (accessorio opzionale).

Quando s'impiega l'adattatore le pile interne sono poste a riposo, se presenti.

Caratteristiche tecniche del lettore di cassette stereo SONY "TPS-L2"	
Piste:	quattro, due canali stereo.
Tempo di riavvolgimento rapido:	all'incirca 2 minuti e 30 secondi con una cassetta SONY C-60.
Responso di frequenza:	40-12.000 Hz.
Potenza d'uscita:	20 mW X 2 (massima). 15 mW X 2 (al 10% di distorsione), con cuffie dall'impedenza di 35 Ohm.
Uscite:	due prese a jack per cuffie (stereo minijack). Uscita tipica 0,04V (-26 dB con un carico di 8 Ohm). L'impedenza di carico può essere di 8 Ohm o più elevata, sino a 300 Ohm.
Alimentazione:	3V CC. Due pile G.B.C. "II/0735-00", o accumolatore SONY modello Battery Pack BP-33, opzionale. In alternativa, adattatore di rete modello AC-32, opzionale. In alternativa, adattatore per impiego mobile SONY CAR BATTERY CORD DCC-127A.
Assorbimento:	6,6 W (50 Hz) con l'adattatore di rete SONY.
Autonomia nell'impiego portatile:	Circa 2,5 ore di funzionamento continuo con pile G.B.C. "II/0735-00". Circa 8 ore di funzionamento continuo con pile alcaline G.B.C "II/0133-01".
Dimensioni:	88 x 133,5 x 29 mm (larghezza, altezza, profondità), escludendo i controlli e le parti mobili.
Peso:	circa 390 grammi.
Accessori in dotazione:	Cassetta per dimostrazione (1). Set di due pile alcaline AM3 (2). Cuffia stereofonica MDR-3L2 (1). Borsa di trasporto (con tracolla, portacassette, portapile) - (1).
Accessori opzionali	Cuffia stereo MDR-3L2. Adattatore di rete AC 32. Adattatore per impiego "mobile" DCC-127A. Adattatore a spina PC-33.

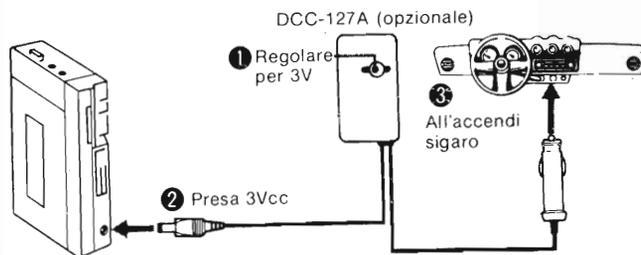



Fig. 6 - **Questo stupendo apparecchio** *può essere ascoltato anche in auto o in motoscafo, tramite l'accessorio opzionale "DCC-127A".*

Fig. 7 - **Sistema pratico** *e molto efficiente per tendere il nastro della cassetta prima di inserirlo nell' "Impianto".*

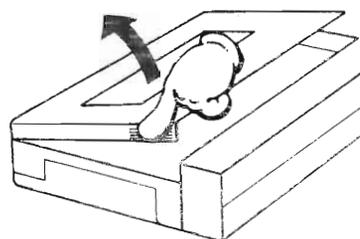
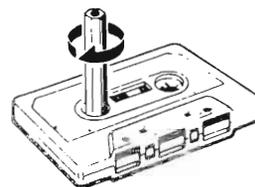



Fig. 8 - **Apertura** *del vano cassette.*

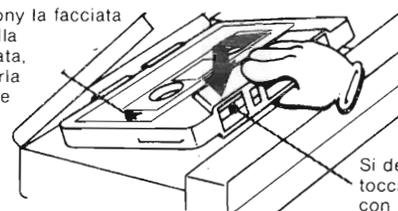



Fig. 9 - **La figura mostra l'esatta inserzione della cassetta,** *che dovrà essere inserita nel vano sino ad udire un leggero "click".*

L'inserzione della cassetta.

Prima d'inserire qualunque cassetta nell'apparecchio, si deve controllare che il nastro sia ben teso; se non lo è, lo si deve protendere come mostra la *figura 7*, ovvero infilando una matita nel foro di una bobina e ruotandola quanto basta.

La *figura 8* mostra l'apertura del vano cassette.

La *figura 9*, l'inserzione della cassetta, che deve essere spinta nel vano sino ad udire un leggero "click".

Una volta che la cassetta sia bloccata, si richiuderà il coperchio.

Terminata l'esecuzione, per recuperare la cassetta si riaprirà il coperchio e si premerà il pulsante *STOP-EJECT*.

Durante l'ascolto, il nastro scorre nella direzione indicata

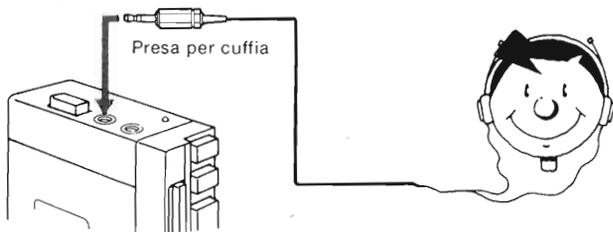



Fig. 10 - **L'unica operazione** *da eseguire per l'ascolto dell'"Impianto" è quella di inserire la presa Jack della cuffia come indicato in figura.*

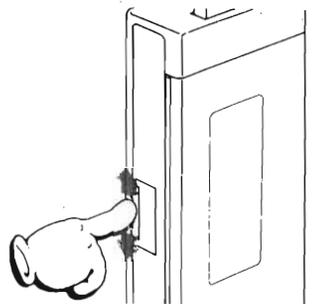



Fig. 13 - **Certe esecuzioni risultano più brillanti** *se il controllo di tono di cui è munito questo impianto è portato su HIGH, certe altre se è posizionato su LOW.*

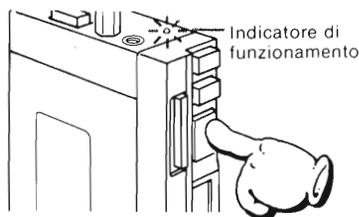



Fig. 11.

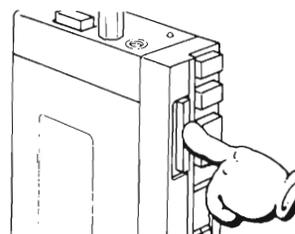



Fig. 14 - **Dovendo per un qualsiasi motivo** *fermare il nastro basterà premere il tasto "STOP/EJECT".*

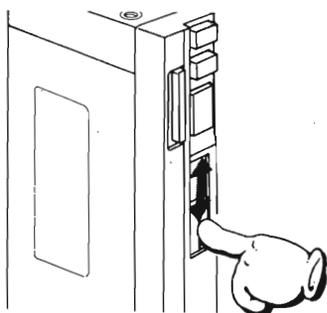



Fig. 12 - **Tramite i due potenziometri** *di cui è disposto l'apparecchio è possibile regolare il volume.*

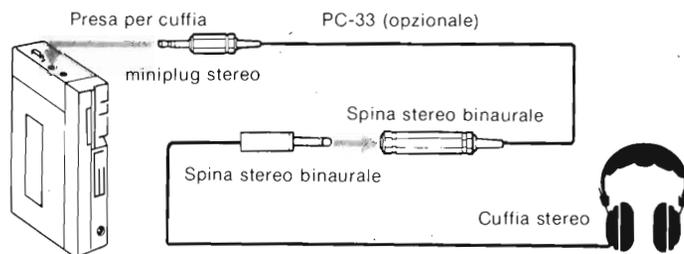



Fig. 15 - **Questo impianto può essere sentito** *anche impiegando una cuffia diversa da quella data in dotazione, in questo caso può servire un adattatore per lo spinotto.*

con una freccia sul coperchio. Se la parte che s'intende ascoltare è già trascorsa, si riavvolgerà il nastro con il tasto ▼. Per fermare il nastro in qualunque momento, si premerà il tasto *STOP-EJECT.*

L'ascolto.

Inserita la cassetta e connessa la cuffia come si vede nella *figura 10*, l'ascolto può iniziare premendo il tasto ▲.

Durante l'ascolto, la spia di funzionamento rimane accesa, come si vede nella *figura 11.*

Non appena il nastro scorre, si può regolare il volume e bilanciare i canali come si vede nella *figura 12.*

Certe esecuzioni risultano più brillanti se il controllo il tono è portato su HIGH, certe altre se s'impiega la posizione LOW. Ciò dipende anche dal genere d'incisione. Conviene di conseguenza provare ambedue le posizioni, come si vede nella *figura 13.*

Volendo fermare lo scorrimento del nastro, si premerà sempre il tasto *STOP-EJECT: figura 14.*

Quando il nastro termina, la trazione si blocca automaticamente ed i tasti azionati tornano nella posizione di riposo.

L'ascolto in coppia.

Quando si effettua l'ascolto in compagnia di un'altra persona, si dovrebbe sempre impiegare una cuffia opzionale identica a quella in dotazione, ovvero SONY MDR-3L2 acquistabile come accessorio opzionale. Impiegando un tipo diverso di cuffia, ma naturalmente dotata delle caratteristiche previste, può servire un adattatore per lo spinotto, che si vede nella *figura 15.*

La cuffia aggiuntiva deve avere comunque un'impedenza compresa tra 8 Ω e meno di 300 Ω tuttavia impiegando cuffie dall'impedenza assai diversa, una delle due può non erogare il volume richiesto, ed allora è molto consigliabile, come detto in precedenza, l'uso di una seconda cuffia MDL-3L2.

Le cuffie dall'impedenza superiore a 300 Ω non devono essere impiegate perché non erogano un volume sufficiente.

Impiego del pulsante "hot-line".

Nell'ascolto in coppia, se si vuole parlare all'altra persona, si preme il pulsante "HOT LINE". Non appena questo è azionato, il volume della musica decresce, ed il microfono incorporato capta le voci rendendo possibile il dialogo nei due sensi.

Auto-stop.

Quando il nastro giunge al termine, entra in funzione il sistema automatico di auto-stop che lo blocca, evitando ogni stiramento o sforzo del meccanismo di trazione. Al momento stesso, il tasto ▲ scatta in posizione di riposo. Durante l'avvolgimento o il riavvolgimento rapido, al termine del nastro si ha ugualmente lo stop automatico, ma il pulsante impiegato rimane nella posizione di lavoro, e la spia di funzionamento accesa. Per sbloccare i pulsanti ⏶ e ⏷ si deve premere lo *STOP EJECT*.

Funzionamento "cue" e "review"

Durante l'ascolto si può saltare un brano che non interessa premendo il tasto ⏶ (funzionamento "cue"), o, al contrario, è possibile riascoltare un tratto che interessi premendo il tasto ⏷ (funzionamento review).

Non appena si lasciano andare a riposo i tasti ⏶ e ⏷, l'apparecchio torna automaticamente al funzionamento normale.

La pulizia delle testine.

Qualunque lettore di nastri funziona bene solo se ha le testine perfettamente pulite; è quindi essenziale tenere pulite anche quelle che appartengono all'apparecchio descritto. L'accumolo di polvere e di microscopiche briciole di ossidi che si staccano dal nastro, provocano un netto calo del volume, una perdita delle frequenze più elevate, ed in seguito si può riscontrare anche un eccessivo consumo dei nastri.

Per pulire le testine

Si aprirà il vano delle cassette, e si estrarrà la cassetta eventualmente inserita. Si premerà il tasto di ascolto ▲ per far sporgere la relativa testina e facilitare l'accesso alla sua superficie.

Si inumidirà poi un batuffolo di cotone con alcool denaturato, come si vede nella *figura 18*, si soffregheranno delicatamente la testina d'ascolto, il perno e la puleggia. Non si deve inserire il batuffolo di cotone tra la puleggia ed il perno.

Al termine del lavoro, si deve attendere l'essicazione dell'alcool, quindi si deve premere il tasto *STOP-EJECT* per far rientrare la testina di ascolto. Non si deve tentare l'inserimento di una cassetta se l'alcool non è bene evaporato, e se soprattutto la testina sporge.

Pulizia del mobiletto

Per ripulire il mobiletto, non si deve impiegare altro che uno straccio morbido inumidito con un detergente blando, genere spuma da barba o simili. Non si deve mai impiegare

Fig. 16 - **Durante l'ascolto a due** *è possibile comunicare semplicemente premendo il pulsante "HOT LINE" situato nella parte superiore vicino alla seconda presa Jack.*

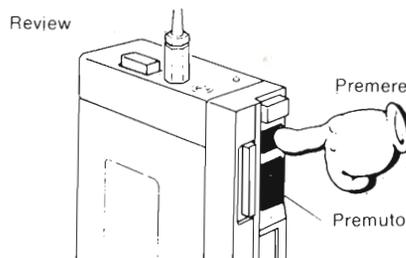
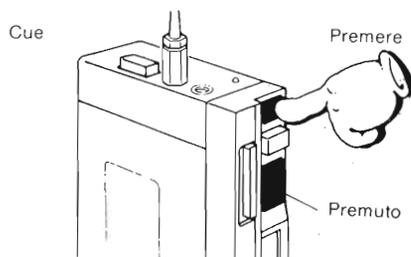



Fig. 17 - **Può capitare,** *di voler saltare, o al contrario riascoltare un brano, in questo caso premendo i tasti "CUE" e "REVIEW" si potrà avere un avanzamento o un ritorno rapido.*

qualche tipo di solvente, cioè l'alcool, la benzina o un diluente, perché in tal caso di potrebbe intaccare la superficie esterna, rovinandola.

Il SONY "TPS-L2" è studiato per lavorare a lungo senza dar luogo al minimo disservizio, impiega una componentistica particolarmente selezionata (così come si verifica per ogni altro prodotto SONY) e non presenta alcun settore particolarmente delicato. Tuttavia, specialmente se chi lo impiega non ha alcuna esperienza nell'impiego di apparecchi analoghi, è sempre possibile che manchi il funzionamento o che la resa sia insoddisfacente. A conclusione delle note riportate in precedenza, riportiamo quindi una mini-guida al rintraccio delle cause di malfunzionamento, che non è ovviamente tecnica, ma destinata al normale utente, sprovvisto di conoscenze in elettronica.

Inizieremo dicendo che per ottenere anni di funzionamento senza intoppi, prima di tutto si devono impiegare delle cassette dalla qualità eccellente, o almeno, buona. Oggi come

oggi, vi sono in commercio delle cassette stereo preincise "false", nel senso che sono registrate da studi clandestini che non pagano, fraudolentemente, tasse ed imposte, e che in genere sono esitate presso fiere, sagre, mercatini o piccoli negozi che trattano anche accessori elettrici. Questo genere di cassette deve essere assolutamente evitato perchè impiega anche un nastro particolarmente cattivo, che può consumare in breve tempo la testina di ascolto, la sporca di continuo , e lascia all'interno del trascinamento della polvere d'ossido nociva.
Talvolta non è facile distinguere le cassette falsificate, perchè anche i marchi sono contraffatti, quindi l'unica precauzione valida è aquistare i nastri presso negozi dalla consolidata reputazione, che poi sono anche quelli meglio forniti, in genere.

Con le cassette "false" si debbono evitare in assoluto gli accessori improvvisati. Presso le Sedi della G.B.C.Italiana, è disponibile tutta la serie di alimentatori opzionali, la cuffia MDR-3L2, la batteria ricaricabile ed ogni altro complemento utile. L'impiego di un alimentatore che non sia quello originale SONY può danneggiare seriamente l'apparecchio. L'impiego di una cuffia diversa, sebbene possibile, come è stato detto in un paragrafo precedente, può dar luogo ad un ascolto del tutto insoddisfacente, con la perdita delle eccellenti caratteristiche di responso HI-FI ricavabile dall'apparecchio.
Ciò premesso, vediamo ora alcuni casi di malfunzionamento che possono essere risolti senza far capo al servizio tecnico G.B.C. *che deve sempre essere interpellato se vi è un guasto vero e proprio.*

1) La cassetta non s'inserisce nel vano.

— Poichè la sezione visibile del nastro deve essere rivolta verso l'operatore, nel verso contrario la cassetta non entra nel vano. Occorre invertirla.
— La casetta non entra nel vano, anche se ruotata nella giusta direzione, se il pulsante di ascolto ▲ è premuto.
In tal caso occorre azionare il tasto *STOP-EJECT* per far rientrare la testina di lettura.

2) Il tasto di ascolto non rimane premuto.

— Se non vi sono guasti veri e propri, certamente il nastro è giunto al termine nel senso indicato dalla freccia sul coperchio dello scompartimento cassette. Occorre riavvolgerlo.

3) Il nastro non si avvia.

— Nel funzionamento in alternata (rete) si deve controllare la connessione alla presa di rete, e quella alla presa sull'apparecchio (3 Vcc). Vi può essere un falso contatto.
— Nel funzionamento "mobile" (con adattatore connesso alla presa per accendisigari dell'auto o del motoscafo) si deve controllare la connessione all'accendisigari.
— Si cerca di far funzionare a pile l'apparecchio con un adattatore collegato, dimenticando che quando uno di questi è inserito, l'alimentazione interna è a riposo. Per il funzionamento con le pile (o la batteria ricaricabile) interne, ogni adattatore deve essere staccato.
— Dopo la sostituzione delle pile: una pila ha la polarità inversa o ambedue. Vi è un falso contatto.

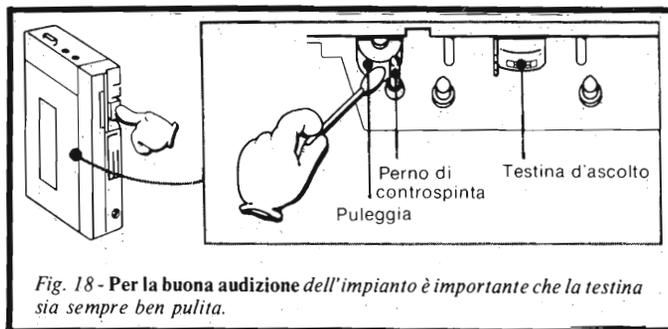



Fig. 18 - **Per la buona audizione** *dell'impianto è importante che la testina sia sempre ben pulita.*

— Dopo un certo periodo di inattività: le pile si sono scaricate.

4) Non si ha alcun suono in cuffia.

— Lo spinotto della cuffia interessata non è spinto bene a fondo.
— Se s'impiega un adattatore: vi è un falso contatto, uno degli spinotti non è spinto bene a fondo.
— Il controllo di volume doppio è azzerato!

5) Il suono è debole e distorto.

— Le pile sono scariche. L'accumolatore è scarico.

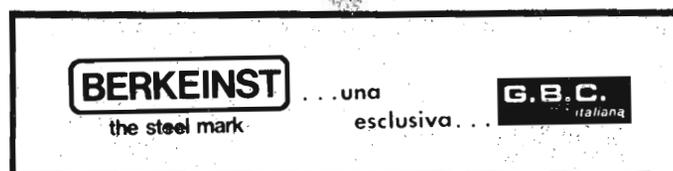
6) Il suono è debole e distorto.

— Si è sporcata la testina di lettura. È necessario nettarla con un batuffolo di cotone inumidito nell'alcool, oppure, un lavoro forse ancora migliore può essere ottenuto automaticamente, impiegando un nastro puliscitestine Unitronic (G.B.C. SS/0738-00).

7) Il suono è debole, ed il rumore di fondo si manifesta molto forte.

— La testina di lettura si è magnetizzata, perchè vi si è accostato accidentalmente un utensile magnetico o ogni altro oggetto metallico magnetizzato a sua volta.
Per smagnetizzarla si può impiegare un qualunque smagnetizzatore commerciale, o meglio ancora, la cassetta smagnetizzatrice elettronica per registratori Unitronic HD-801 (G.B.C. "ZQ/0104-00").

8) Il nastro scorre lentamente o irregolarmente.

— Le pile sono scariche.
— L'accumulatore è scarico.
— La puleggia di trazione o il relativo perno o ambedue sono molto impolverati e sporchi. Per la pulizia, si deve strofinarli con un batuffolo di cotone inumidito con l'alcool, o meglio con il liquido pulente Unitronic compreso nella confezione G.B.C. "RA/0054-C0".

Amplificatori di potenza da 1 a 100 W

terza parte di G. Colombo

Concludiamo questa serie di articoli occupandoci delle caratteristiche dinamiche del carico che viene applicato all'uscita dei vari tipi di amplificatori descritti, e fornendo ulteriori dettagli nei confronti dei vari stadi (ingresso, pilota e finale) con particolare riguardo al sistema di divisione di fase, alla stabilità nei confronti dei segnali di frequenza elevata, ed alla sezione di alimentazione. Forniremo anche i metodi con i quali è possibile eseguire le misure per il controllo delle prestazioni.

Quando la potenza di uscita del circuito illustrato alla figura 39 nella parte precedente viene aumentata oltre il valore di 60 W, è necessario modificare sia lo stadio pilota, sia i dispositivi di amplificazione di tensione, sostituendoli con i tipi più piccoli contrassegnati dalle sigle TIP29/30. Impiegando questi semiconduttori, la potenza può essere aumentata fino a 100 W, a patto però che si faccia uso per l'allestimento degli stadi di uscita dei modelli TIP35C/36C.

Ciò premesso, la *figura 42* rappresenta lo schema elettrico completo di un amplificatore della potenza di uscita di 100 W, funzionante con un'impedenza caratteristica di uscita di 8 Ω. Le caratteristiche di distorsione di questo amplificatore non sono soddisfacenti come quelle della versione da 30 W, soprattutto a causa della maggiore ampiezza delle oscillazioni di uscita, e del minor guadagno da parte del circuito inferiore; comunque, esse potranno essere valutate con maggiore precisione attraverso le tre sezioni della *tabella 13*, che le sintetizzano.

Questo amplificatore rappresenta praticamente la versione che consente di ottenere la massima potenza di uscita prevedendo un'impedenza del carico di 8 Ω. Qualsiasi eventuale aumento della potenza di uscita implicherebbe anche un aumento della tensione di alimentazione, e ciò -a sua volta- imporrebbe l'impiego di una serie completa di transistori complementari, caratterizzati da una tensione di rottura di valore maggiore di 100 V.

I dispositivi semiconduttori di questo tipo risultano al confronto più costosi, ed inoltre non sono disponibili in commercio nella versione "p-n-p". Un metodo alternativo consiste però nel ridurre l'impedenza di uscita.

Tuttavia, a meno che l'amplificatore non debba essere realizzato in un'unità combinata con i relativi altoparlanti, è opportuno mantenere i valori standard di impedenza.

Il valore standard più basso è di 4 Ω, che -almeno in teoria-

TABELLA 13/A

FREQUENZA kHz	POTENZA USCITA PER 1% di D.A.T. W	DIST. ARM. TOTALE A 100 W %
0,02	101,3	0,62
0,10	106,6	0,52
1,00	108,0	0,52
1,00	108,0	0,52
10,00	108,0	0,52
20,00	108,0	0,65

TABELLA 13/B

DIST. ARM. TOTALE %	POTENZA USCITA W
1	108,0
3	111,7
5	119,4
10	132,0

TABELLA 13/C

POT. USCITA W	DISTORSIONE ARMONICA TOTALE %	
	1 kHz	10 kHz
100	0,52	0,52
30	0,13	0,14
10	0,09	0,09
3	0,08	0,07
1	0,09	0,09

Tabella 13 - **In "A", relazioni che intercorrono tra la frequenza del segnale**, *la potenza di uscita per una distorsione armonica totale dell'1%, e la percentuale di distorsione armonica totale per potenza di 100 W*: **in "B", relazioni che intercorrono tra la distorsione armonica** *totale in percentuale e la potenza di uscita*; **in "C", relazioni che intercorrono tra la potenza di uscita** *e la percentuale di distorsione armonica totale, rispettivamente per le frequenze di 1 kHz e di 10 kHz.*

consente di ottenere una potenza di 200 W con una semplice modifica del circuito illustrato alla figura 39 riportata nella puntata precedente.

Gli stadi finali di questo circuito, comunque devono poter funzionare al di fuori dei propri limiti di sicurezza, per cui un amplificatore del genere risulterebbe di funzionamento piuttosto incerto.

Il limite massimo di potenza sotto un punto di vista pratico per lo schema di figura 39, facendo uso di transistori del tipo TIP35/36 è pari quindi a circa 150 W. Per potenze maggiori, è necessario aumentare la capacità di corrente dei transistori di uscita, eventualmente impiegandone due o più collegati in parallelo. Tuttavia, dal momento che è necessario usare dispositivi di maggiore potenza, è utile anche cercare di prevedere un modo migliore di farne uso, che non il semplice collegamento di unità in parallelo.

Per fare un esempio, ed a titolo di esercizio, considereremo lo studio di un amplificatore della potenza di 100 W, le cui caratteristiche per lo stadio di uscita, con impedenza di 8 e di 4 Ω, sono riportate alla *tabella 14*.

Struttura schematica del circuito di eccitazione del carico

Non esiste alcun modo che consenta di ridurre adeguatamente l'intensità della corrente e la tensione necessaria agli effetti dell'eccitazione del carico. La corrente erogata dallo stadio di uscita può però essere ridotta impiegando un carico da 8 Ω, ma questo provvedimento comporta il problema derivante dalla necessità di ampie oscillazioni di tensione ai capi del carico, ciò che impone un valore elevato della tensione di alimentazione.

La tensione di alimentazione totale necessaria per tutti i circuiti descritti fino ad ora equivale approssimativamente a tre volte il valore efficace della tensione di uscita che può essere applicata ai capi del carico, che corrisponde approssimativamente alla metà della tensione di alimentazione.

Questo problema può però essere superato adottando la struttura schematica illustrata alla *figura 43*.

Con questo sistema, le due metà dello stadio finale vengono pilotate in opposizione di fase: in assenza di segnale, non esiste perciò alcuna tensione ai capi del carico. In corrispondenza dei picchi positivi del segnale (ad esempio) i transistori TV1 e TV2 sono entrambi in stato di forte conduzione (mentre gli altri due sono in interdizione), per cui si ottiene la presenza della tensione di alimentazione totale ai capi del carico.

Durante i picchi negativi del segnale, VT2 e VT3 sono invece entrambi in forte conduzione, mentre VT1 e VT2 sono in interdizione, ed anche in questo caso si ottiene ai capi del carico la massima tensione di alimentazione, sebbene -in questo secondo caso- la corrente attraverso il carico scorra in direzione opposta rispetto a quella del caso precedente.

Ne deriva che, con questo sistema, le oscillazioni effettive di tensione ai capi del carico per qualsiasi determinata tensione di alimentazione risultino raddoppiate, e ciò comporta la quadruplicazione della potenza di uscita ottenibile con ciascun valore della tensione di alimentazione ($P \alpha V^2$).

Questo tipo di schema sembra piuttosto promettente, quindi, per ottenere una maggiore potenza di uscita, senza che sia necessario adottare una tensione di alimentazione di valore maggiore, oppure un'impedenza di uscita di valore più basso.

Un attento esame della tabella 14 denota che, per ottenere una potenza di uscita di 100 W (in realtà 90) con impedenza di uscita di 8 Ω, è necessaria una tensione di 28,3 V. Ebbene, con questa struttura circuitale, ciascuna metà dello stadio di uscita deve subire variazioni della tensione necessaria pari

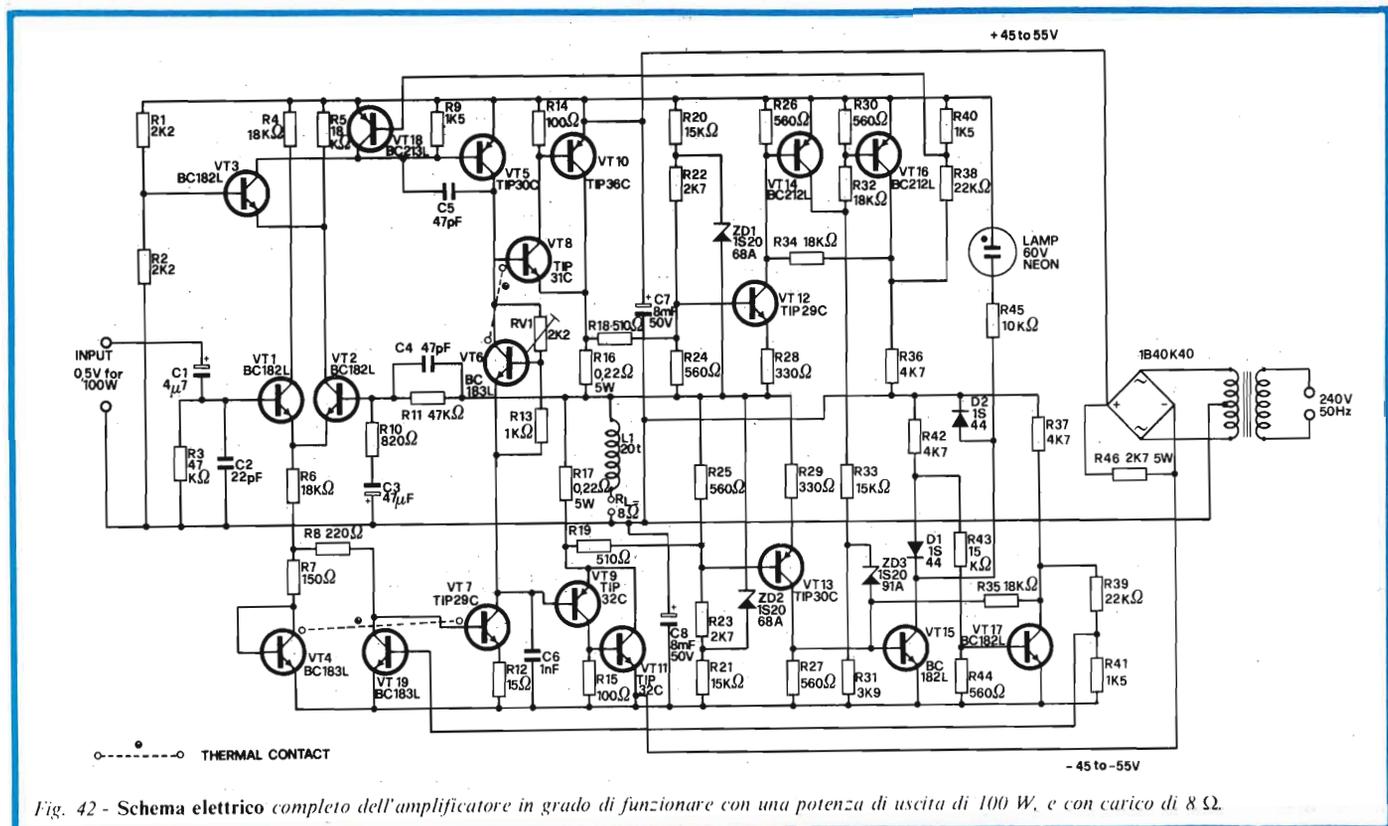



Fig. 42 - **Schema elettrico** *completo dell'amplificatore in grado di funzionare con una potenza di uscita di 100 W, e con carico di 8 Ω.*

TABELLA 14						
IMPEDENZA CARICO Ω	TENSIONE EFFICACE V	TENSIONE PICCO V	TENSIONE P-P V	CORRENTE EFFICACE A	CORRENTE DI PICCO A	TENSIONE ALIMENTAZIONE V
8	28,3	40,1	80,2	3,53	5,00	90
4	20,0	28,3	56,6	5,00	7,06	64

Tabella 14 - **Alcuni dei valori dinamici** *che devono essere riscontrati per ottenere il regolare funzionamento dell'amplificatore a seconda che l'impedenza di carico sia di 8 oppure 4 Ω.*

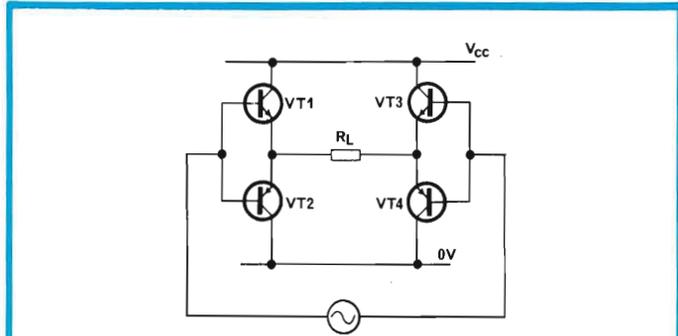



Fig. 43 - **Per evitare la necessità di disporre di una tensione totale** *di alimentazione pari approssimativamente al triplo della tensione efficace di uscita, è possibile adottare l'accorgimento qui rappresentato schematicamente.*

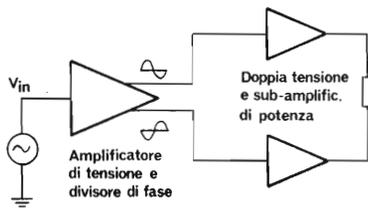



Fig. 44 - **Schema a blocchi del sistema** *che conviene adottare per un adeguato pilotaggio del carico.*

alla metà di quella disponibile, e cioè 14,5 V efficaci, che corrispondono a 20,05 V di picco, e quindi a 40,10 V da picco a picco. Ciò premesso, le oscillazioni della tensione di uscita di questa entità possono essere ottenute facilmente con una tensione di alimentazione di 50 V, ciò che permette l'impiego di transistori economici da 50 V, facilmente reperibili in commercio.

Oltre a ciò, la tensione di alimentazione relativamente bassa che risulta necessaria in queste condizioni significa che esiste l'opportunità di aumentarla quando si desidera ottenere una potenza di uscita maggiore: impiegando ad esempio un carico di 8 Ω, ed una tensione di alimentazione di 60 V, che è possibile ottenere una potenza di uscita di circa 175 W.

In aggiunta, se si fa uso di uno stadio di uscita con maggiore capacità di corrente di quella del tipo descritto, con un carico di 4 Ω, è persino possibile ottenere una potenza di uscita maggiore di 350 W.

La *figura 44* rappresenta lo schema a blocchi del sistema consigliabile sotto questo aspetto, mentre la *figura 45* rappresenta lo schema elettrico del circuito vero e proprio.

I sub-amplificatori di potenza

Vediamo ora di descrivere dettagliattamente il sub amplificatore di potenza rappresentato a sinistra nello schema di figura 45: ciò che verrà detto in proposito si adatta natural-

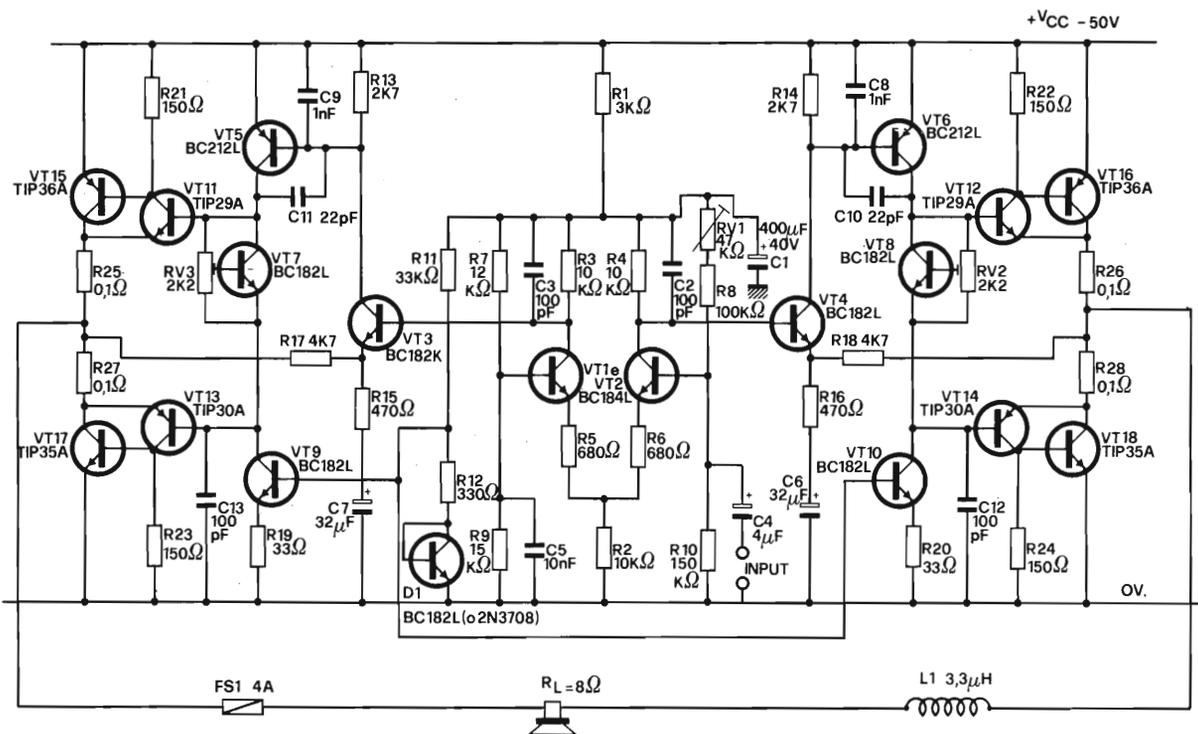



Fig. 45 - **Schema elettrico completo** *dell'amplificatore modificato con gli accorgimenti precisati nel testo.*

mente anche al sub-amplificatore rappresentato a destra.

La struttura dello stadio di uscita è analoga a quella adottata per il sub amplificatore descritto nella seconda parte di questa serie di articoli: si noti che per l'allestimento dello stadio finale da 100 W si fa uso dei transistori di uscita del tipo TIP35A e TIP36A.

Questi transistori funzionano con un guadagno minimo di corrente pari a circa 20 con una corrente di 5 A, per cui implicano la disponibilità di una corrente di base di picco di 250 mA.

Queste esigenze di corrente superano la dissipazione di potenza ammissibile dei normali transistori del tipo "silect" precedentemente usati per pilotare gli stadi di uscita. Tuttavia, i tipi TIP29A e TIP30A svolgono questa funzione entro limiti di sicurezza accettabili (senza neppure la necessità di impiegare un dissipatore termico), e -dal momento che il loro guadagno di corrente con tale intensità di picco è pari almeno a 40- il valore di picco della corrente di base relativa è di circa 6 mA.

Il loro guadagno di corrente relativamente basso con correnti di collettore ridotte implica l'impiego di resistori da 150 Ω per R21 ed R22, da collegare in parallelo ai diodi di base-emettitore del transistore di uscita. Ciò garantisce che, in condizioni di riposo, e cioè in assenza di segnale, la corrente assume il valore tipico di circa 100. I resistori da 150 Ω costituiscono anche un percorso per la corrente di dispersione tra collettore e base degli stadi di uscita, garantendo in tal modo una adeguata stabilità termica.

Per regolare la corrente di riposo dei transistori finali, si fa uso del solito sistema di regolazione della tensione di polarizzazione z transistore/potenziometro. Dagli stadi di uscita si ottiene un guadagno di corrente sufficiente quando la suddetta corrente di riposo che li attraversa viene regolata ad un valore compreso tra 20 e 50 mA.

Lo stadio amplificatore di tensione

L'elevato guadagno di corrente da parte dello stadio di uscita di ciascun sub-amplificatore, ed il valore basso della tensione usata di alimentazione, permettono allo stadio amplificatore di tensione di funzionare con una corrente di 10 mA, che rientra perfettamente entro i limiti di corrente e di potenza dei normali transistori del tipo "silect". Il modo col quale questi due transistori vengono usati nello stadio amplificatore di tensione è stato a suo tempo illustrato alla figura 23.

Oltre alle migliori prestazioni di questo circuito, che possono essere ottenute come abbiamo potuto rilevare nella seconda parte di questa serie di articoli, esistono altri motivi per farne uso in preferenza rispetto alla struttura a resistore "bootstrap", che è stata ugualmente descritta nella seconda parte.

In questo circuito non esiste alcun condensatore di uscita per trasferire la tensione tra il punto centrale del circuito finale e la massa: di conseguenza, è necessario usare un condensatore supplementare ed un resistore in ciascun amplificatore di uscita, per rendere disponibile un punto adatto per il collegamento del resistore "bootstrap". Il costo relativo riduce però i vantaggi economici, e questo è l'inconveniente al quale bisogna sottostare per ottenere le prestazione supplementari da parte del transistore munito di dissipatore di corrente. Questo circuito si serve anche di un normale partitore di potenziale per rendere disponibile la tensione di base per il circuito ad assorbimento costante di corrente in entrambi i sub-amplificatori, ciò che complica ulteriormente le caratteristiche di economia, rendendo così giustificabile l'impiego di questa particolare struttura circuitale.

Nella catena del divisore di potenziale si fa uso di un transistore collegato a diodo, allo scopo di garantire la costanza della corrente nello stadio amplificatore di tensione, col variare della temperatura ambiente. Questo transistore deve naturalmente essere sistemato in contatto termico con lo stadio VT9 oppure con lo stadio VT10.

Lo stadio di ingresso

Fino ad ora, ci siamo occupati di sub-amplificatori di uscita con caratteristiche simili a quelle delle analoghe unità descritte nella seconda parte. Tuttavia, la coppia "long-tail" del primo stadio è stata sostituita con un unico transistore, che viene fatto funzionare secondo le caratteristiche descritte nella prima parte, e precisamente alla figura 11.

Questo transistore (VT3) presenta il collettore collegato direttamente alla base del transistore pilota VT5, la cui giunzione tra base ed emettitore si trova in parallelo ad R13, del valore di 2,7 kΩ, allo scopo di ridurre le variazioni della corrente di collettore di VT3 dovute alle variazioni del guadagno di corrente del transistore pilota.

Il relativo emettitore è collegato al punto centrale di uscita attraverso R17 del valore di 4,7 kΩ, ed a massa attraverso R15 (di 470 Ω) e C7. Con questo sistema si ottiene un guadagno a circuito chiuso in corrente alternativa dai vantaggi nelle prestazioni che vengono denunciati a seguito dell'impiego del circuito "long-tail" a coppia adottato nel primo stadio degli amplificatori descritti nella seconda parte, in quanto il medesimo risultato viene ottenuto impiegando invece un unico transistore. I suddetti vantaggi possono essere riassunti come segue:

a - Innanzitutto, la stabilità del livello a corrente continua del punto intermedio del circuito di uscita. La stabilità di questo livello nei confronti dei due punti intermedi del circuito di uscita di questi amplificatori è peggiore di quella che può essere riscontrata negli amplificatori descritti nella seconda parte, in quanto le variazioni sia della tensione tra base ed emettitore di VT3, sia del guadagno di corrente di VT5, modificano il livello di uscita in corrente continua. Tuttavia, queste variazioni sono di entità esigua, in quanto una variazione di temperatura di 20° C provoca una variazione del livello di uscita di 40 mV; inoltre, una variazione del guadagno da parte di VT5 e VT6 da 60 a 300 provoca variazioni di uscita di 400 mV. Tuttavia, la variazione della tensione presente ai capi del carico, fattore di notevole importanza in quanto è neccessario evitare il passaggio di corrente continue molto intense attraverso il carico stesso, è molto inferiore. Ciò in quanto le variazione dei parametri che provocano questi fenomeni di deriva della tensione di uscita tendono a verificarsi in modo analogo in entrambi i sub-amplificatori di uscita, determinando così soltanto piccole tensioni differenziali ai capi del carico.

b - In secondo luogo, tali vantaggi consistono in un valore elevato dell'impedenza di ingresso per i circuiti di ingresso e di reazione. Quando il circuito di reazione

viene collegato all'emettitore degli stadi VT3 e VT4, è neccessario che il valoro dei componenti sia basso. Il vantaggio principale derivante dalla presenza di un'impedenza elevata nel circuito di reazione consiste nel fatto che è possibile adottare bassi valori capacitivi per il disaccoppiamento. In questo circuito, dal momento che entrambi i divisori di fase e gli stadi di uscita contribuiscono al guadagno di tensione, il guadagno di tensione dello stadio di uscita (che dipende dai valori dei resistori di 4,7 kΩ e di 470 Ω) è pari soltanto ad 11. È proprio il resistore da 470Ω che deve essere disaccoppiato, ed è possibile ottenere una variazione di -3 dB per la frequenza di 10 Hz, con un condensatore di disaccoppiamento da 32 μF. In un'applicazione di tipo più normale di questo particolare amplificatore, nel quale il guadagno dovrebbe essere ad esempio pari a 100, sarebbe necessario usare un valore capacitivo pari a dieci volte quello citato per ottenere la medesima variazione di -3 dB per la stessa frequenza. L'impedenza di questo circuito, osservando le basi degli stadi VT3 e VT4, è alta in quanto il segnale presente sugli emettitori risulta in fase con il segnale applicato alle rispettive basi.

Per poter regolare il livello a corrente continua della tensione di uscita, è neccessario applicare una tensione continua di riferimento alle basi dei transistori VT3 e VT4: questo risultato può essere ottenuto applicando il segnale a corrente alternata proveniente dallo stadio divisore di fase attraverso condensatori, ed usando un paio di catene per la divisione del potenzionale. (Due dovrebbero essere usati in modo tale che i livelli a corrente continua dei due punti centrali dei circuiti di uscita risultino equalizzati a dispetto delle differenze nel parametro V_{BE} dei transistori VT3 e VT4, e della caduta di tensione ai capi dei resistori R17 ed R18).

Tuttavia, è possibile ottenere una notevole semplificazione accoppiando direttamente le uscite dei sub-amplificatori ai divisori di fase, ed usando questi ultimi per regolare il livello della tensione di riferimento per il primo.

Lo stadio divisore di fase

Il divisore di fase consiste in una coppia convenzionale del tipo "long-tail" costituita dai transistori VT1 e VT2. Questo circuito è stato preferito all'impiego di un unico transistore con resistori uguali di un collettore e di emettitore, per i motivi che seguono:

a - Fornisce un certo guadagno di tensione, che permette di ridurre il guadagno necessario da parte dell'amplificatore di potenza, con la conseguenza di una semplificazione circuitale dello stesso amplificatore di potenza, e di una minore distorsione; ciò consente un maggior rapporto tra il guadagno a circuito aperto ed il guadagno a circuito chiuso.

b - Fornisce le medesime condizioni di pilotaggio per entrambi gli amplificatori di potenza.

c - Si presta al collegamento diretto rispetto agli amplificatori di potenza, cosa che permette di risparmiare diversi componenti.

Le tensioni di base per i due transistori vengono fornite da due catene di divisione di tensione, costituite dai resistori R7 ed R9 nonchè RV1, R8 ed R10. È facile rilevare che l'impedenza dei resistori R7 ed R9 corrisponde approssimativamente alla decima parte di quella dei resistori R8 ed R10, in quanto:

a - R8 ed R10 devono essere di valore elevato per consentire un alto valore dell'impedenza di ingresso per amplificatore. Nei confronti della componente alternata del segnale, essi si trovano in parallelo alla capacità C4, ed all'impedenza della sorgente del segnale d'ingresso; ciò significa che il transistore VT2 "vede" solitamente un'impedenza della sorgente per la quale la propria uscita di rumore è di entità ridotta.

b - Il transistore VT1 "vedrebbe" un'impedenza della sorgente troppo alta rispetto alla minima entità del rumore di uscita se si facesse uso di una rete di analoga impedenza costituita da R8 ed R10, per determinare la tensione applicata alla base. Inoltre, in quel punto risulterebbe molto facile l'aggiunta di interferenze eventualmente irradiate.

Adottando i valori precisati per i resistori R7 ed R9, si ottiene un'impedenza della sorgente favorevole per ridurre l'entità del segnale di rumore: la capacità C5 si trova in parallelo ad R9 per ridurre l'impedenza di questa sorgente nei confronti delle frequenze più elevate, allo scopo di eliminare l'aggiunta di rumori interferenti. L'unico svantaggio di questo metodo per ridurre il rumore consiste nel fatto che ciascuna metà della coppia "long-tail" presenta un diverso valore di impedenza della sorgente alla corrente continua, per cui qualsiasi variazione di guadagno nel trasmettitore derivante da una variazione della temperatura può molto probabilmente dare adito ad un fenomeno di deriva nei livelli relativi di tensione continua delle due basi.

Questa deriva di tensione si manifesta sotto forma di uscita differenziale tra i collettori della coppia "long-tail", e quindi tra le due uscite del sistema di amplificazione, che viene amplificata attraverso il guadagno a corrente continua dell'intero amplificatore. Questo effetto è però estremamente ridotto grazie al guadagno elevato dei transistori che viene precisato per VT1 e VT2.

Se per VT1 e VT2 si fa uso di esemplari a guadagno minimo, e se il rispettivo guadagno viene raddoppiato a causa di una eventuale variazione di temperatura (caso peraltro molto improbabile), è possibile presumere una variazione differenziale nella tensione di base di circa 120 μV. La variazione differenziale risultante della tensione di uscita può ammontare approssimativamente ad 1,7 mV.

Il guadagno dello stadio divisore di fase viene regolato al valore di 15,3 grazie al rapporto tra i resistori di collettore R3 ed R4 ed i resistori di emettitore R5 ed R6; ciascun resistore di collettore si trova in parallelo all'impedenza di ingresso del sub-amplificatore che viene pilotato, ma l'alto valore dell'impedenza di ingresso dei sub-amplificatori consente di ignorare l'effetto relativo nei confronti del calcolo del guadagno globale.

L'intero stadio divisore di fase viene collegato alla linea positiva di alimentazione mediante un unico resistore, R1, che viene spesso disaccoppiato verso massa mediante la capacità C1. Questa sistemazione è stata creata per evitare che l'ondulazione residua ed il rumore di fondo della sezione di alimentazione si manifestino all'ingresso dei sub-amplificatori. (Per motivi analoghi a quelli considerati a proposito degli amplificatori descritti nella seconda parte di questa serie di articoli, gli stessi sub-amplificatori sono completamente immuni nei confronti del rumore e dell'ondulazione residua presenti nella sezione di alimentazione).

Questa precauzione, almeno toricamente, non è neccessaria, in quanto qualsiasi tensione di rumore della sezione di alimentazione si presenterebbe in egual misura ed in fase nelle due uscite del divisore di fase. Di conseguenza, non apparirebbe alcun rumore differenziale ai capi del carico, a patto che il guadagno dei sub-amplificatori sia esattamente il medesimo. A meno che non si adottino particolari precauzioni, è però molto improbabile che si ottenga in pratica un guadagno simmetrico: a causa del suo costo limitato - dunque - il sistema supplementare di disaccoppiamento è stato adottato, e determina una riduzione del livello di rumore, oltre ad una migliore stabilità nei confronti dei segnali a frequenza elevata.

I valori resistivi presenti nello stadio divisore di fase sono stati calcolati in modo da ottenere una tensione di 28,5 V su ciascun collettore: ciò predispone il livello medio a corrente continua del punto centrale del circuito di uscita dell'amplificatore di potenza a circa + 26,2 V, per cui la tensione di uscita degli amplificatori di potenza non può oscillare fino ad approssimarsi al potenziale di massa così come è possibile nei confronti della linea di alimentazione positiva (in quanto gli emettitori dei transistori ad assorbimento di corrente VT5 e VT6 vengono regolati a 0,3 V).

A causa delle tolleranze dei componenti - tuttavia - possono sorgere notevoli differenze nei livelli di tensione a corrente continua dai punti centrali del circuito di uscita dei due amplificatori di potenza. Questa condizione è però particolarmente indesiderabile, in quanto può dare adito al passaggio di una corrente continua di notevole intensità attraverso il carico.

Il fenomeno viene comunque evitato regolando la tensione di base di VT2 mediante il potenziometro RV1, fino ad ottenere il medesimo valore delle tensioni continue di uscita. Il resistore R7 deve dunque essere ridotto a 10 kΩ, ed è necessario predisporre un potenziometro da 4,7 kΩ in serie ad esso, in modo tale che risulti possibile equalizzare tra loro le due tensioni di uscita, regolandole al valore di + 26 V, sempre che si faccia uso di resistori a tolleranza piuttosto scadente nell'amplificatore.

La stabilità delle frequenze elevate

Come abbiamo visto nei confronti di tutti gli altri amplificatori descritti in questo capitolo, questo amplificatore presenta un certo guadagno nella regione dei Megahertz, per cui è piuttosto instabile: con carichi di natura esclusivamente resistiva, la stabilità può essere ottenuta applicando condensatori del valore di 100 pF tra il collettore e la base degli stadi VT5 e VT6. Se però si applica anche un condensatore ai capi del carico, il guadagno dell'amplificatore diventa instabile , ed i condensatori C2 e C3 devono essere aggiunti, mentre è necessario aumentare a 330 pF il valore delle capacità C10 e C11.

Con ciò si ottiene la stabilizzazione dell'amplificatore, ma si limitano le sue possibilità di uscita indistorta alla frequenza di circa 10 kHz.

Per stabilizzare l'amplificatore e per ottenere un responso indistorto alla frequenza oltre il valore di 20 kHz, è necessario aggiungere le capacità C8, C9, C12 e C13.

L'induttanza di valore basso L1, che può essere realizzata avvolgendo venticinque spire di rame smaltato del diametro di circa 0,45 mm in strato singolo su di un resistore da 1 W di valore elevato, completa il circuito dei componenti di stabilizzazione. L'impiego di un numero così elevato di componenti è reso necessario dall'alto guadagno a circuito aperto da parte dell'amplificatore, nonchè a causa delle notevoli oscillazioni di corrente e di tensione che si verificano durante il funzionamento.

Dettagli costruttivi e allestimento dei dissipatori termici

A patto che i conduttori che vengono percorsi da correnti piuttosto intense vengano tenuti alla massima distanza possibile dall'ingresso, la disposizione dei componenti di questo amplificatore non risulta particolarmente critica: è tuttavia necessario seguire le regole qui di seguito precisate per il cablaggio degli stati finali

a - I due stadi costituiti dai transistori VT11, VT12, VT13 e VT14 devono essere montati nelle immediate vicinanze l'uno dell'altro sul circuito stampato.

b - I collegamenti devono essere eseguiti con conduttori della minima lunghezza tra questi due stadi ed i quattro transistori di uscita.

c - I due transistori "n-p-n" di uscita devono essere montati alla minima distanza l'uno dell'altro, ed i rispettivi emettitori devono essere uniti tra loro con un conduttore di notevole spessore, completando poi i collegamenti da questo punto al terminale negativo della capacità della sezione di alimentazione ed alla linea negativa del circuito stampato.
I transistori di uscita "p-n-p" devono anch'essi essere montati alla minima distanza l'uno dall'altro, per essere collegati innanzitutto tra loro, e quindi alla sorgente di alimentazione ed alla basetta a circuito stampato in modo analogo a quello adottato per i transistori "n-p-n".

Ciascun transistore di uscita deve dissipare una potenza totale di circa 12,5 W, ed implica quindi l'impiego di un dissipatore termico: i suddetti transistori possono essere montati in coppia sul relativo dissipatore termico, che deve funzionare con una resistenza termica inferiore a 2° C/W. Nel prototipo, si è fatto uso di dissipatori termici di tipo convenzionale.

Procedimento di messa a punto

Una volta che il circuito sia stato completamente costruito, è bene controllarlo con molta cura, e - come gia detto - è preferibile che il controllo sia eseguito da altra persona e non dalla stessa che ha eseguito il montaggio, che può - durante il controllo - ricadere nei medesimi errori commessi durante il cablaggio. Inoltre, quando il circuito viene messo sotto tensione, è necessario tener nella dovuta considerazione quanto segue:

a - Chiudere l'ingresso ai capi di un registratore da 10 kΩ. Non collegare alcun carico all'uscita. Collegare un voltmetro ai capi dei terminali di uscita, e collegare l'amplificatore al proprio alimentatore.

b - Regolare i potenziometri RV2 ed RV3 in modo tale che i rispettivi cursori si trovino all'estremità della rispettiva traccia resistiva collegata ai collettori dei transistori di polarizzazione VT7 e VT8.

c - Portare il cursore del potenziometro RV1 a metà circa della sua traccia resistiva.

d - Mettere in funzione l'alimentatore.

e - Regolare il potenziometro RV1 finchè lo strumento collegato ai capi dell'uscita indichi una tensione di 0 ± 50 mV.

f - Staccare l'alimentazione, collegare il carico, riapplicare l'alimentazione e controllare nuovamente la tensione differenziale di uscita. Se è necessario, ritoccare la regolazione, e quindi staccare nuovamente l'alimentatore.

g - Collegare un milliamperometro da 100 mA fondo scala in serie all'alimentatore. Metterlo in funzione, e regolare il potenziometro RV3, fino ad ottenere un aumento dell'indicazione di circa 30 mA.

h - Ruotare finchè la lettura fornita dallo strumento aumenta di altri 30 mA: a questo punto disinserire l'alimentatore, ed aliminare lo strumento.

i - Collegare l'alimentatore, e ricontrollare l'uscita differenziale di tensione a corrente continua. Ciò fatto, l'amplificatore è pronto per funzionare.

Protezione contro i sovraccarichi

È particolarmente consigliabile aggiungere il fusibile Fs1 in qualsiasi versione dell'amplificatore che venga costruita: la natura a corrente continua del collegamento del carico all'uscita dell'amplificatore significa che se uno dei transistori di uscita venisse meno, si presenterebbe il passaggio di una corrente di forte intensità attraverso il carico, che potrebbe naturalmente danneggiarlo.

Il fusibile protegge appunto il carico contro questa indesiderabile eventualità.

Con questo amplificatore è naturalmente possibile anche l'impiego del circuito per la protezione contro i sovraccarichi descritto nella seconda parte di questa serie di articoli, sebbene un semplice fusibile inserito lungo la linea di alimentazione rappresenti la soluzione più semplice per quanto riguarda la protezione. Il metodo esatto verrà comunque descritto nel paragrafo successivo.

L'alimentatore

Le forti variazioni dell'intensità della corrente assorbita da questo amplificatore a seconda che il carico sia assente o massimo significano che l'impiego di un alimentatore di tipo stabilizzato è indubbiamente preferibile. (È naturalmente possibile usare un amplificatore di tipo non regolato, a patto che la sua tensione in assenza di carico non aumenti oltre il valore approssimativo di 60 V, e che la tensione da esso erogata a pieno carico non scenda al di sotto di 50 V.

Lo schema più consigliabile dell'amplificatore è quello illustrato alla *figura 46*.

Fig. 46 - **Schema elettrico dell'alimentatore** *adatto a soddisfare tutte le esigenze previste per l'amplificatore, a patto che in assenza di carico la tensione non abbia un valore maggiore di 60 V, e che, con massima tensione ai capi del carico, questa tensione non si riduca al di sotto di circa 50 V.*

L'avvolgimento del trasformatore da 50 V efficaci, che deve essere in grado di fornire una corrente dell'intensità nominale di circa 10 mA, costituisce una sorgente a tensione costante quando l'uscita viene rettificata e livellata. Quando questa tensione rettificata passa attraverso il resistore R28 da 1 kΩ, esso costituisce la sorgente a corrente costante per il diodo zener ZD1.

I due transistori VT18 e VT19 hanno il compito di fornire un guadagno di corrente necessario per rendere minimo l'effetto delle oscillazioni che si presentano nella corrente di base dei transistori di uscita VT20 e VT21 nei confronti della corrente che scorre attraverso il diodo zener.

Il potenziometro RV4 serve per regolare la tensione di uscita al valore di 50 V, consentendo così una certa tolleranza nei confronti della tensione del diodo zener.

Il transistore di uscita deve poter lasciar passare una corrente di picco di circa 5 A, e deve inoltre essere in grado di sopportare la tensione di uscita di picco dell'amplificatore (pari a circa 65 V).

La normale dissipazione da parte del transistore è abbastanza elevata, ma sarebbe comunque possibile usare un transistore del tipo TIP 35B.

Tuttavia, una soluzione più economica consiste nell'impiegare due transistori del tipo TIP 3055, collegati in parallelo tra loro. Due di questi transistori sono necessari per garantire un funzionamento sicuro ai livelli di alimentazione contemplati.

I resistori da 0,22 Ω, predisposti nel circuito di emettitore di ciascuno stadio, assicurano che la corrente si suddivida in parti uguali tra i due transistori, che devono essere entrambi montati sul medesimo dissipatore termico. Le connessioni provenienti dalla capacità C16, e facenti capo agli emettitori dei quattro transistori di uscita dell'amplificatore, devono presentare la minima lunghezza possibile.

La protezione propriamente detta contro i sovraccarichi deriva dalla presenza del transistore VT22, che limita l'intensità della corrente a seconda della dissipazione di potenza che si presenta nei transistori di uscita. La tensione tra base ed emettitore di VT22 dipende dall'intensità della corrente (pari approssimativamente alla metà della corrente di uscita) che scorre attraverso il resistore R34, nonchè dalla differenza di tensione che sussiste tra le capacità C15 e C16. Essa viene appunto definita attraverso queste grandezze, nonchè attraverso i resistori R35, R36, R37 ed il diodo zener ZD2.

Non appena la corrente di uscita assume un'intensità sufficiente per polarizzare in senso diretto la base di VT22, questo transistore comincia a passare in conduzione, e toglie la corrente di base dallo stadio VT18. A causa di ciò, aumentano la tensione presente ai capi di VT20, e la tensione presente ai capi dei resistori R35 ed R37, nonchè ai capi del diodo zener ZD2. Ne deriva che VT22 passa ancora più allo stato di conduzione, ed accellera la caduta della tensione di uscita verso zero.

A questo punto la tensione di uscita rimane costante finchè la tensione di alimentazione di rete non viene disinserita, e finchè non trascorre un certo periodo di tempo affinchè il circuito possa scaricarsi. Ciò in definitiva, consente al limitatore di azzerarsi, in modo che l'intero circuito possa funzionare normalmente non appena la tensione di rete viene nuovamente applicata, a patto che non sussistano più le condizioni precedenti di sovraccarico.

Le prestazioni

Le prestazioni di questo amplificatore sono state completamente definite attraverso prove e misure, e sono state sintetizzate nelle *tabelle 15* e *16* che seguono. Inoltre, il grafico di *figura 47*, che esprime le relazioni che intercorrono tra la potenza di uscita espressa in Watt e la distorsione armonica totale in percentuale, permette ulteriormente di rendersi conto della qualità di questo amplificatore.

La distorsione armonica

La distorsione armonica ed il rumore sono grandezze che possono essere lette direttamente in funzione della percentuale rispetto al segnale di uscita, attraverso un normale strumento per la misura della distorsione.

Come si può rilevare attraverso lo schema di *figura 48*, la disposizione consiste nella disponibilità di un generatore di segnali con uscita a bassissima distorsione, e di un attenuatore la cui uscita deve essere chiusa su di un carico di 600 Ω, che agisce anche da carico di ingresso nei confronti dell'amplificatore sotto prova rappresentato dal triangolo. All'uscita di quest'ultimo è presente il carico R_L di 8 oppure 15 Ω, che - a sua volta - rappresenta il carico di ingresso per il distorsiometro.

La distorsione per intermodulazione

Le uscite degli oscillatori P e Q (vedi *figura 49*) vengono regolate in modo da determinare una forma d'onda del segnale di uscita fornito dall'amplificatore la cui impedenza da picco a picco corrisponda all'ampiezza da picco a picco dell'onda sinusoidale che si ottiene con la massima potenza.

Le ampiezze relative dei segnali P e Q vengono definite nella tabella dei risultati. Si precisa però che le ampiezze di questi prodotti di intermodulazione con frequenze come ad esempio (P +Q), (P - Q), (2P - Q), (3P - Q), ecc., nonchè (P + 2Q), (P - 2Q), (P + 3Q), (P - 3Q), ecc., oppure (3P + 2Q), (3P - 2Q), ecc., vengono misurate sull'analizzatore d'onda.

Aggiungeremo infine che la percentuale di distorsione per intermodulazione può essere collegata mediante la formula che segue:

$$\% = \frac{\sqrt{\text{Somma dei quadrati dei prodotti dell'intermod.}} \times 100}{\text{Ampiezza di } P + \text{Ampiezza di } Q}$$

Impedenza di ingresso

In riferimento allo schema di *figura 50*, l'ampiezza del segnale fornito dall'oscillatore deve essere regolato in modo da ottenere la massima potenza nominale di uscita da parte dell'amplificatore. È peraltro necessario misurare le tensioni

TABELLA 15	
Potenza di uscita:	100 W
Potenza di uscita (con distorsione armonica totale = 10%)	150 W
Responso alla frequenza (±1 dB):	da 10 Hz a 20 kHz
Rapporto tra segnale e rumore (resistenza di sorgente = 600 Ω):	89 dB
Rapporto tra segnale e rumore (con resistenza della sorgente = 10 Ω):	84 dB
Impedenza di ingresso ad 1 kHz:	56 kΩ
Impedenza di uscita ad 1 kHz:	0,08 Ω
Tensione di ingresso (per potenza di uscita = 100 W ad 1 kHz):	180 mV
Corrente di alimentazione:	3,5 A efficaci

Tabella 15 - **Prestazioni complessive** *dell'amplificatore da 100 W di potenza, funzionante con un responso alla frequenza compreso tra 10 Hz e 20 kHz, entro ± 1 dB.*

FREQUENZE ED AMPIEZZE DI USCITA				DISTORSIONE PER INTERMODULAZIONE %
kHz	V	kHz	V	
1,1	14,4	0,90	14,4	0,160
11,0	14,4	9,00	14,4	0,230
10,0	24,0	1,00	6,0	0,140
10,0	6,0	1,00	24,0	0,140
10,0	24,0	0,12	6,0	0,150
10,0	6,0	0,12	24,0	0,150
1,0	24,0	0,12	6,0	0,135
1,0	6,0	0,12	24,0	0,145

TABELLA 16

Tabella 16 - **Dati dinamici di frequenza** *e di tensione di ampiezza, in rapporto alla percentuale di distorsione per intermodulazione.*

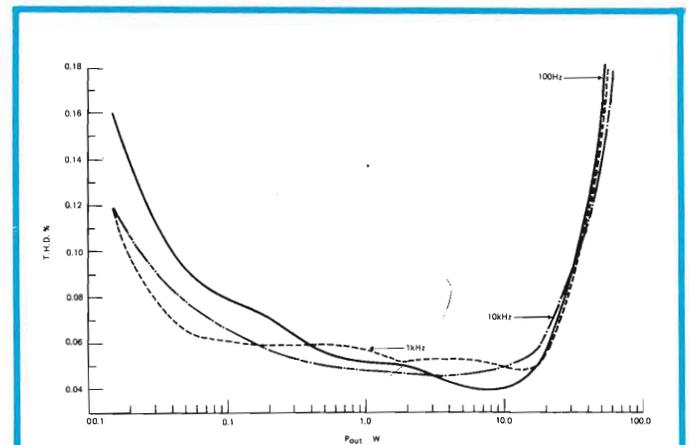



Fig. 47 - **Relazioni che intercorrono tra la potenza** *di uscita e la distorsione armonica totale, per l'amplificatore di cui alla figura 46.*

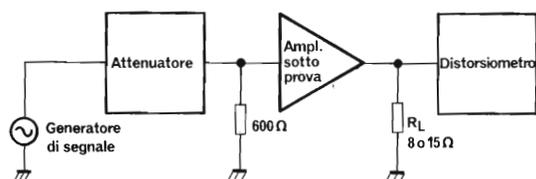



Fig. 48 - **Disposizione del generatore di segnali**, *dell'attenuatore di ingresso, dell'amplificatore sotto prova e del distorsiometro, per eseguire la misura della distorsione armonica.*

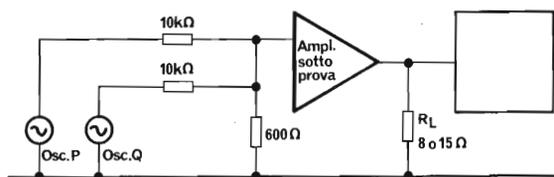



Fig. 49 - **Metodo pratico per l'esecuzione della misura** *della distorsione per l'intermodulazione, che si basa sulla disponibilità di due oscillatori, funzionanti su due diverse frequenze.*

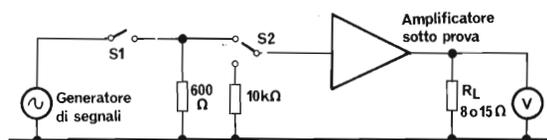



Fig. 51 - **Schema a blocchi** *del metodo normale per la misura dell'impedenza di uscita.*

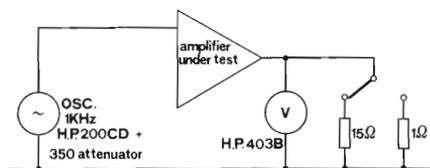



Fig. 50 - **Tecnica da adottare** *per eseguire con la necessaria cura la misura esatta dell'impedenza di ingresso di un amplificatore sotto prova.*

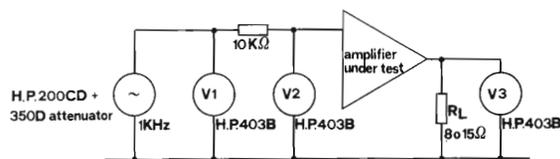



Fig. 52 - **Tecnica di esecuzione** *della misura del rapporto tra segnale e rumore, e del responso alla frequenza.*

presenti tra la massa ed entrambi i lati del resistore da 10 kΩ, e cioè V1 e V2.

La tensione fornita dal generatore viene quindi applicata all'ingresso dell'amplificatore sotto prova, dopo di che si misura la tensione di uscita V3, ai capi del carico R_L, che - a seconda delle circostanze deve essere di 8 oppure 15 Ω.

La formula per il calcolo relativo è:

$$\textit{Impedenza di ingresso} = \frac{V2}{(V1 - V2)} \times 10\ k\Omega$$

L'impedenza di uscita

In riferimento alla *figura 51*, l'uscita dell'oscillatore viene regolata in modo da ottenere l'ampiezza del segnale di uscita fornito dall'amplificatore di 1V efficace (V1), su di un carico con, impedenza di 15 Ω. In seguito, il resistore di carico da 15 Ω viene sostituito mediante commutazione con carico di 1 Ω, e successivamente si provvede a misurare la nuovo tensione di uscita (V2).

Una volta eseguite le suddette misure, l'impedenza di uscita può essere facilmente calcolata mediante la semplice formula che segue:

$$\textit{Impedenza di uscita (in } \Omega) = \frac{(V2 - V1)}{(V2 - V1/15)}$$

Rapporto tra segnale e rumore e responso alla frequenza

L'ampiezza dei segnali disponibili all'uscita dell'oscillatore viene regolata in modo da ottenere la massima potenza di uscita da parte dell'amplificatore, per la frequenza di 1 kHz. Successivamente, la frequenza dei segnali applicati all'ingresso viene diminuita fino ad ottenere una riduzione della tensione di uscita dell'amplificatore prima di 1 dB e quindi di 1 kHz.

L'operazione successiva consiste nell'aumentare invece la frequenza del segnale, sempre fino ad ottenere riduzioni dell'ampiezza del segnale disponibile all'uscita di 1 dB e quindi di 3 dB rispetto alla tensione riscontrata per la frequenza di riferimento di 1 kHz.

Il livello del rumore di uscita viene misurato dopo aver staccato il generatore di segnali (S1 deve essere aperto nello schema a blocchi di *figura 52*), mentre S2 deve essere regolato in modo tale da determinare un'impedenza della sorgente di 600 Ω.

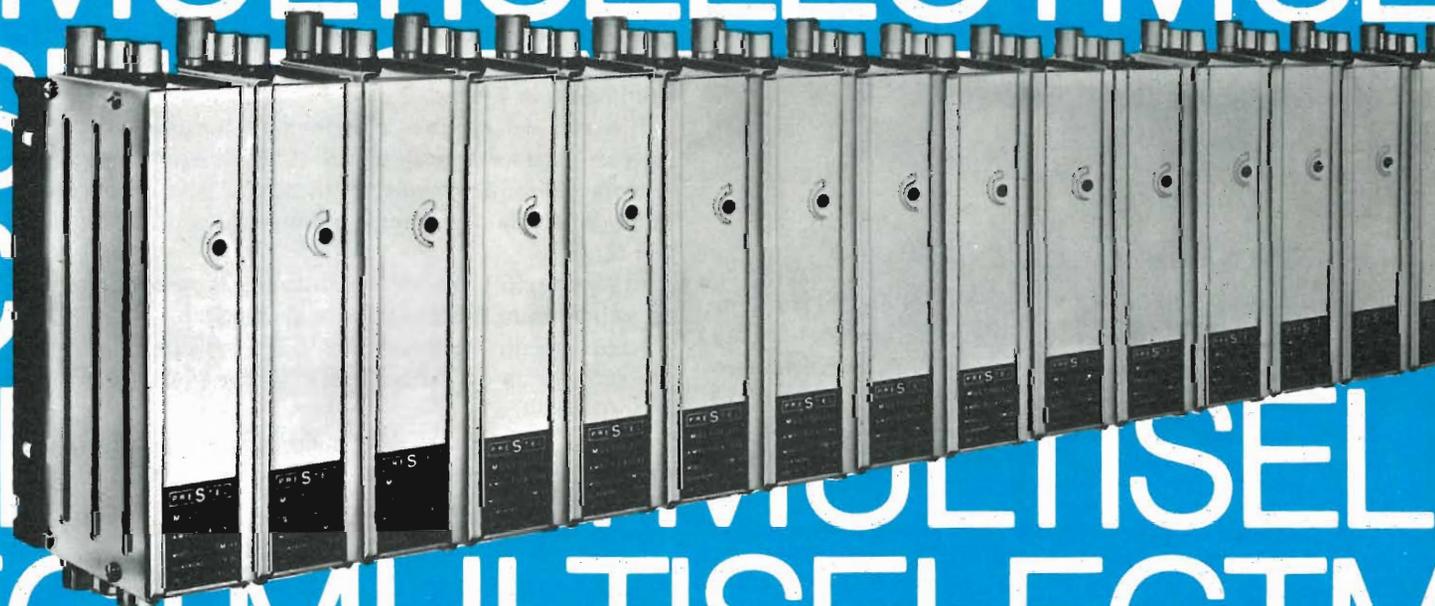
In seguito, S2 viene portato sulla posizione corrispondente ad un'impedenza della sorgente di 10 kΩ.

Naturalmente, lo strumento V deve misurare la tensione presente ai capi del carico R_L di 8 oppure 15 Ω, per entrambe le posizioni di S2.

Una volta eseguite queste due misure, il rapporto tra segnale e rumore può essere calcolato in base all'espressione che segue:

$$\textit{Rapporto S/R} = 20 \log_{10} \frac{\textit{Tensione di uscita per la massima potenza}}{\textit{Tensione di rumore}}\ dB$$

La larghezza di banda dello strumento deve essere compresa tra 5 Hz e 2 MHz.

Quando si dispone di un resistore del carico di ingresso di 10 kΩ di tipo ideale, si può partire dal presupposto che questo stesso resistore contribuisca agli effetti del rumore di uscita aggiungendo all'ingresso dell'amplificatore un segnale di 15 μV: in altre parole, buona parte della riduzione del rapporto tra segnale e rumore con una resistenza interna della sorgente di 10 kΩ è duvuta al rumore prodotto dallo stesso resistore.

Il telefono senza fili che si porta ovunque.

TELEFONO SENZA FILI RICETRASMITTENTE

Con portata da 100 metri, composto da ricetrasmettitore portatile e unità base. Previsto come interfonico a conversazione simultanea con esclusione della linea telefonica.

RICETRASMETTITORE PORTATILE
Talk a 3 posizioni:
Interfonico - Stand-By - Telefono

Tastiera con pulsante memoria per la ripetizione del numero telefonico impostato.
Presa per la ricarica delle pile al NiCd.

UNITA' BASE.
Interruttore OFF-ON e tasto per segnalazione telefonata in arrivo.
Tasto per l'utilizzo del sistema come interfonico.
Alimentazione: 220 Vc.a.
Codice dell'apparecchio ZR/8570-00.

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA **G.B.C.** *italiana*

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

CAPITOLO 8

Dispostivi di ingresso-uscita.

I dispositivi di ingresso-uscita sono i mezzi con cui il calcolatore "dialoga" col mondo esterno. Infatti il processo di elaborazione dei dati ha inizio con l'inserimento nella macchina del programma di calcolo, segue poi l'introduzione, anche ripetuta, dei dati e infine si ha il rilevamento dei risultati ottenuti. In ogni caso i dispositivi di ingresso-uscita sono i più lenti tra tutte le unità distinte che compongono una macchina da calcolo, e il mercato è alla costante ricerca di dispositivi con caratteristiche di velocità sempre migliori. Ovviamente l'uscita dei risultati viene comandata da precise istruzioni del programma e quindi è possibile stabilire quali risultati (parziali o finali) inviare al mondo esterno, ma non (se non a prezzo di notevoli perdite di tempo) si è in grado di determinare con precisione in senso assoluto il momento in cui l'invio dei risultati avviene, in quanto, soprattutto in grandi macchine che lavorano con molti programmi contemporaneamente, la gestione dell'ingresso-uscita è affidata alla macchina stessa.

L'unità di ingresso-uscita più basilare è la stessa console del calcolatore, mediante la quale è possibile (almeno in via teorica) introdurre programmi (in linguaggio-macchina, cioè numerico) mediante la pressione di pulsanti; allo stesso modo è possibile inserire dati numerici, ed è infine possibile rilevare risultati numerici mediante l'osservazione di segnali luminosi (uno per bit). Un primo importante ausilio al programmatore è la possibilità di usare dei mezzi fisici in grado di memorizzare programmi e dati, che possono essere letti ad alta velocità e quindi eseguiti alla velocità della macchina.

Un mezzo fisico proposto da Babbage ed usato ancora oggi sono le schede perforate, che altro non sono che rettangoli di cartoncino in cui vengono perforati alcuni fori, la cui posizione determina il loro significato. Se ne parlerà più diffusamente più avanti. Una volta eseguito il programma è necessario che i risultati vengano resi disponibili al mondo esterno, e per far ciò sono disponibili mezzi di diverso tipo, scelti di volta in volta in accordo con la particolare applicazione (tabulazioni, grafici, scrittura di dati con grande accuratezza, attuazioni di processo). In ogni caso, poichè la stampa su carta è il mezzo di registrazione permanente di più basso costo, il dispositivo di uscita più comune è la stampante alfanumerica, che può andare da piccole e lente stampanti termiche (250 car/min) fino a modernissime stampanti LASER (19000 car/sec).

Va tenuto presente il differente rapporto tra volume di dati e volume del programma a seconda che l'applicazione sia di tipo gestionale (netta prevalenza dei dati) o di tipo scientifico (netta prevalenza del programma). Quindi si può affermare che nelle macchine per uso gestionale, le caratteristiche della stampante, sottoposta ad un duro lavoro, siano di importanza fondamentale, mentre, per applicazioni scientifiche, spesso alla stampante sono preferibili altri mezzi di uscita, più comodi e precisi.

Passiamo ora ad analizzare alcuni dispositivi di ingresso-uscita di uso comune, iniziando dalla banda perforata.

La banda perforata è una striscia di cartoncino, o di carta siliconata, o di plastica, la cui larghezza può variare tra mezzo pollice e tre pollici, in cui l'informazione viene perforata una linea alla volta. La codifica avviene perciò su più "canali" (da 5 a 9) e ogni carattere viene perforato come disposizione di fori su una linea trasversale (cioè come combinazione dei diversi "canali".

In *figg. 1, 2* e *3* sono rappresentati tre tipi di banda perforata, rispettivamente con codice a 7, 8 e 5 canali.

Una tipica macchina per riprodurre la banda perforata è la telescrivente con peforatrice, in cui, scrivendo sulla carta il testo, viene contemporaneamente perforata la banda.

Premendo il pulsante della tastiera della telescrivente, il codice binario del carattere scelto viene perforato sulla banda e la banda avanza di una posizione. Contemporaneamente, il carattere viene stampato sulla carta della telescrivente fornendo una copia (hard copy) di ciò che si sta perforando.

Spesso la telescrivente è in grado di leggere la banda perforata dando un hard copy di bande il cui

Canali
1 2 3 4 5 6 7

c = 0111001
a = 0001101
d
Spazio
9
3
6
Ritorno carrello
a
d
d
Spazio
7
3
4
Ritorno carrello
m
u
l
Spazio
5
3
4
Ritorno carrello

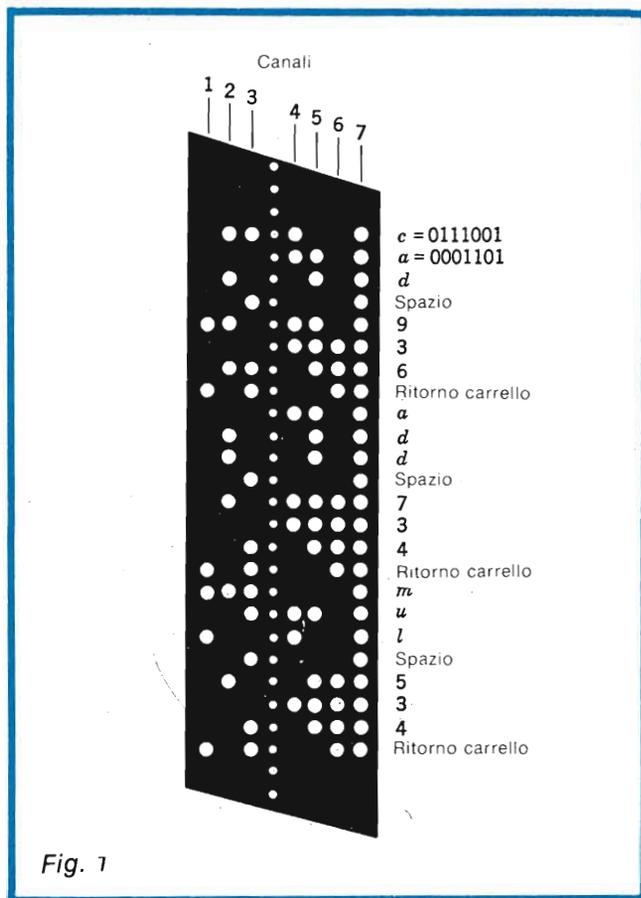



Fig. 1

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

contenuto non sia noto. Spesso, come nel codice di *figura 2*, il codice con tutte le posizioni perforate non ha significato in lettura e viene ignorato; in tal modo un carattere errato può venir cancellato semplicemente perforando le posizioni lasciate integre.

Il codice a cinque canali, detto Bandot (*figura 3*) utilizza un intelligente artificio per riuscire a codificare tutti i caratteri con soli cinque bits: vengono utilizzati due caratteri speciali chiamati LETTERE (LETTERS) e CIFRE (FIGURES). Un codice che segue il carattere LETTERS viene interpretato come lettere, mentre se segue il carattere FIGURES viene interpretato come cifra. Una volta che è apparso il carattere LETTERS, tutti i codici vengono interpretati come lettere finchè non appaia un carattere FIGURES e viceversa.

Vediamo ora come è costituito un lettore di banda perforata. I vecchi tipi di lettori (abbastanza lenti), come si trovano nelle telescriventi, sono di tipo elettromeccanico. Vi sono tipi a spilli (uno per canale) e tipi a rotella stellata (sempre una per canale, vedi *figura 4*) che hanno in comune tutto il meccanismo di trasporto della banda, realizzato con motori passo-passo. Il principio di funzionamento è molto semplice: a seconda che in una certa posizione vi sia o meno il foro, la diversa posizione dello spillo o della rotella stellata, mediante sistemi di leve, provoca l'apertura o la chiusura di un contatto elettrico.

Quando i dati devono venir trasferiti ad un calcolatore, esso stesso comanda, mediante impulsi elettrici, l'avanzamento della banda.

Lettori veloci più moderni usano cellule fotoelettriche o fotodiodi che segnalano il passaggio o meno attraverso la banda della luce emessa da una lampada posta dall'altro lato della banda stessa. Viene posta una cellula anche in corrispondenza del forellino di trascinamento, e quest'ultima segnala quando vanno rilevati i segnali delle altre cellule.

Qui il trascinamento è a frizione a movimento continuo finchè non viene incontrato un carattere di STOP. I migliori lettori sono in grado di arrestare la banda su un qualsiasi carattere con una frenata velocissima. I lettori elettromeccanici vanno da 10 a 250 caratteri al secondo come velocità di lettura, mentre i lettori fotoelettrici arrivano a 1000 caratteri al secondo.

Esaminiamo ora il sistema più usato su grossi sistemi per fornire dati alla macchina, e cioè le schede perforate.

Il tipo standard è una cartolina di 8.25 cm x 19.7 cm (*figura 5*) con 12 righe e 80 colonne. Il codice più usato è il codice Hollerith, in cui ad ogni colonna corrisponde un carattere.

Per perforare le schede si usa una perforatrice dotata di tastiera, che spesso scrive su una faccia della scheda stessa i caratteri che vengono perforati,

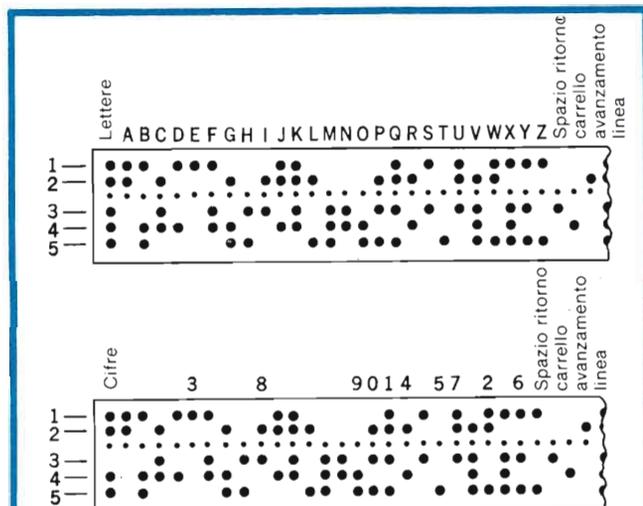



Fig. 3

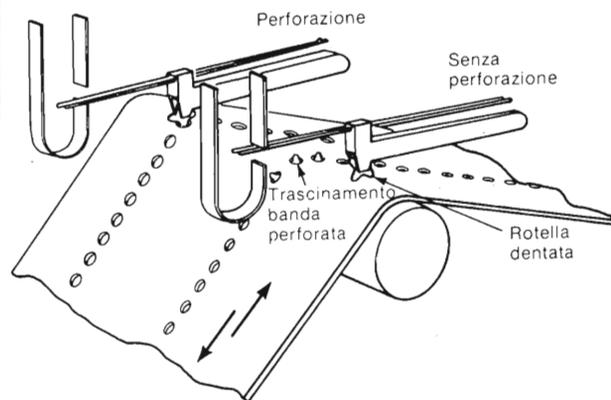



Fig. 4

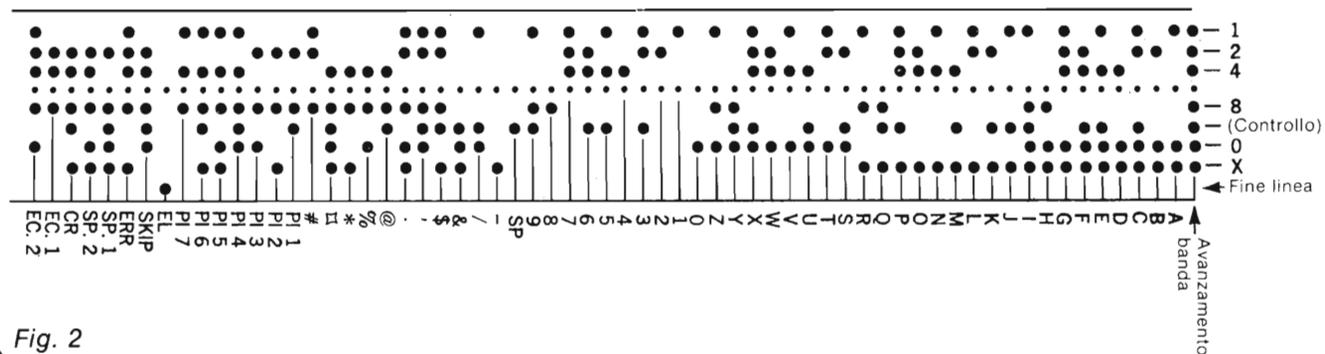



Fig. 2

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

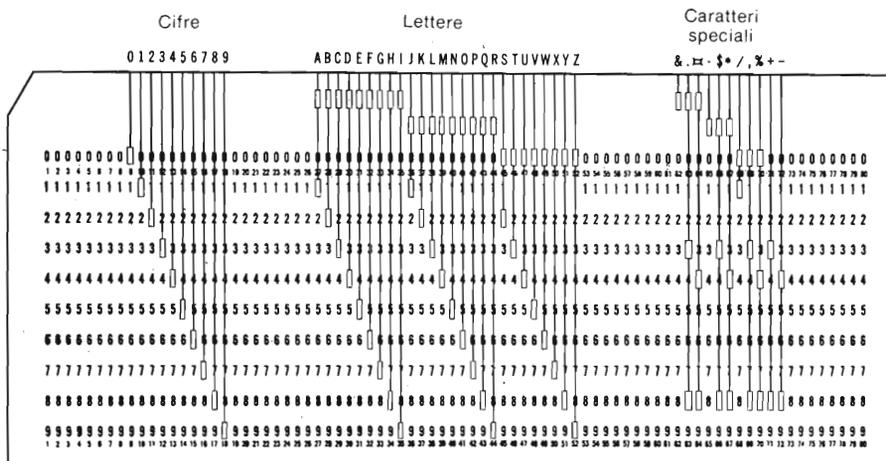



Fig. 5

in modo da identificare più facilmente la scheda stessa. La perforatrice è dotata di serbatoio di schede vergini e di raccoglitore di schede perforate, le cui funzioni vengono attivate da tastiera.

La funzione di perforazione viene gestita da un circuito integrato dotato di memoria.

La perforazione di schede è una considerevole parte del lavoro gestionale compiuterizzato, poichè grandi masse di dati devono venir introdotte nella macchina. Un problema notevole è dato dai possibili errori di perforazione: spesso si fanno battere gli stessi dati da due operatori e si confrontano i due pacchi di schede mediante un verificatore che rivela le discrepanze. I lettori di schede possono essere elettromeccanici e in tal caso la scheda viene fatta passare tra una piastra metallica e 80 spazzole metalliche che, in presenza di foro, vengono a contatto con la piastra segnalandone la presenza (lettura per righe successive) oppure fotoelettrici, con 12 fotocellule e una sorgente luminosa tra cui viene fatta passare la scheda (lettura per colonne successive). Le velocità di lettura vanno da 12 a 1000 schede al minuto.

Si rende necessaria una breve disgressione sui codici alfanumerici, dai quali, senza una standardizzazione, sarebbe proliferato un gran numero, con incompatibilità tra macchine diverse.

Vecchi calcolatori IBM usavano codici a 6 bit, e si sono esaminati codici a 5 ed 8 bit per la banda perforata e il codice Hollerith a 12 bit. In *figura 6* si può vedere il codice IBM a 6 bit (BCD code). Il codice attualmente più usato è il codice ASCII (American Standard Code for Information Interchange) rappresentato in *figura 7*, nel quale sono presenti anche numerosi caratteri di controllo che servono per comandare dispositivi mediante il semplice invio di caratteri speciali. Infine, la maggior parte dei calcolatori IBM e molti altri calcolatori usano il codice BCD esteso per comunicazioni (EBCDIC = Extended BCD Interchange Code) mostrato in *figura 8*.

Spesso l'interfacciamento tra calcolatore e periferiche lente avviene tramite nastro magnetico, cioè, ad esempio, il lettore di schede trasferisce, in modo autonomo, i dati perforati sul nastro magnetico che può poi venir letto dal calcolatore ad alta velocità. Il vantaggio fondamentale è che i dati vengono "pretrattati", cioè convertiti in una forma più comoda per la macchina, direttamente nel lettore. In tal modo tutto questo "pretrattamento" che spesso è una considerevole mole di lavoro, viene sottratta all'unità centrale che quindi può procedere molto più velocemente con le elaborazioni vere e proprie. Inoltre, ponendo i dati su nastro in modo autonomo, soprattutto su sistemi grandi che lavorano in multiprogrammazione (con molti programmi eseguiti simultaneamente) l'unità centrale continua con altre elaborazioni finchè i dati non sono pronti, ottenendo un rendimento molto maggiore e uno sfruttamento pieno della macchina.

Appare evidente che il mezzo più comodo per fornire dati ad un calcolatore sarebbe mediante scrittura manuale o a macchina. Soprattutto per il secondo tipo di scrittura sono stati sviluppati 2 metodi interessanti, soprattutto per i problemi gestionali (banche, archivi di documenti, ecc...).

Il primo metodo è quello di lettura di caratteri scritti con inchiostro magnetico (MICR = Magnetic Ink Character Reading) dove una matrice di 7 x 5 magnetosensori confronta i caratteri con quelli standard memorizzati (vedi *figura 9*) ed opera il riconoscimento.

Il secondo metodo è la lettura ottica, dove con sistemi ottici sofisticati viene elevato il contrasto e, mediante confronto con forma standard di caratteri (*figura 10*) viene operato il riconoscimento. Ovviamente ciò è possibile abbastanza facilmente se i caratteri sono battuti a macchina, non altrettanto se scritti in corsivo per i molti differenti modi in cui un individuo può scrivere la stessa lettera e per la notevole somiglianza di diverse lettere scritte in corsivo.

Passiamo ora a parlare dei dispositivi di uscita, di cui la forma più comune è ovviamente la stampante su carta. Altri dispositivi di uscita possono essere ad esempio indicatori luminosi che danno lo stato dei registri principali e possono essere usati per osservare i risultati di programmi le cui funzioni possono essere osservate visualmente, anche se l'uso princi-

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

CHARACTER Report	Program	BCD CODE (Core Storage)						
		C	B	A	8	4	2	1
b (Low)		C						
.			B	A	8		2	1
□	)	C	B	A	8	4		
[			B	A	8	4		1
<			B	A	8	4	2	
‡		C	B	A	8	4	2	1
&	+	C	B	A				
$		C	B		8		2	1
*			B		8	4		
]		C	B		8	4		1
;		C	B		8	4	2	
Δ			B		8	4	2	1
—			B					
/		C		A				1
,		C		A	8		2	1
%	(			A	8	4		
ᵚ		C		A	8	4		1
\		C		A	8	4	2	
⧺				A	8	4	2	1
b				A				
#	=				8		2	1
@		C			8	4		
:					8	4		1
>					8	4	2	
√		C			8	4	2	1
?		C	B	A	8		2	
A			B	A				1
B			B	A			2	
C		C	B	A			2	1
D			B	A		4		
E		C	B	A		4		1
F		C	B	A		4	2	
G			B	A		4	2	1
H			B	A	8			
I		C	B	A	8			1
!			B		8		2	
J		C	B					1
K		C	B				2	
L			B				2	1
M		C	B			4		
N			B			4		1
O			B			4	2	
P		C	B			4	2	1
Q		C	B		8			
R			B		8			1
‡				A	8		2	
S		C		A			2	
T				A			2	1
U		C		A		4		
V				A		4		1
W				A		4	2	
X		C		A		4	2	1
Y		C		A	8			
Z				A	8			1
Ø		C			8		2	
1								1
2							2	
3		C					2	1
4						4		
5		C				4		1
6		C				4	2	
7						4	2	1
8					8			
9 (High)		C			8			1

COLLATING SEQUENCE (Low → High)

Fig. 6

In generale, quindi, il processo di stampa viene preceduto da una riconversione dei dati da binario ad alfanumerico.

Il tipo più vecchio e più comune di stampante era la telescrivente, molto lenta (10-30 car/sec) e rumorosa. Un tipo più recente (sempre ad un carattere alla volta) ha come elemento scrivente una sfera sulla cui superficie stanno i caratteri a rilievo. Un decodificatore posiziona la sfera sul carattere esatto e il rullo che porta la carta batte contro la sfera; tra sfera e vcarta sta un nastro inchiostrato che permette la scrittura.

Questi tipi di stampante arrivano fino a 40 caratteri al secondo. Per incrementare la velocità sono state costruite le stampanti a matrice d'aghi, nelle quali l'elemento scrivente è una matrice di 7 x 9 aghi pilotati da solenoidi, che vengono selezionati a seconda del codice in modo da generare il carattere desiderato. Gli aghi selezionati vengono battuti contro il nastro inchiostrato e contro la carta da piccoli martelletti. Con queste stampanti si arriva a velocità di 330

	000	001	010	011	100	101	110	111
0000	*NULL*	*DC₀* ①	ƀ	0	@	*P*		
0001	*SOM*	DC_1	!	1	*A*	*Q*		
0010	*EOA*	DC_2	"	2	*B*	*R*		
0011	*EOM*	DC_3	#	3	*C*	*S*		
0100	*EOT*	DC_4 (Stop)	$	4	*D*	*T*		
0101	*WRU*	*ERR*	%	5	*E*	*U*		
0110	*RU*	*SYNC*	&	6	*F*	*V*		
0111	*BELL*	*LEM*	'	7	*G*	*W*	Unassigned	
1000	FE_0	S_0	(	8	*H*	*X*		
1001	*HT* / *SK*	S_1	)	9	*I*	*Y*		
1010	*LF*	S_2	*	:	*J*	*Z*		
1011	V_{TAB}	S_3	+	;	*K*	[		
1100	*FF*	S_4	(Comma) ,	<	*L*	\		*ACK*
1101	*CR*	S_5	—	=	*M*	]		②
1110	*SO*	S_6	.	>	*N*	↑		*ESC*
1111	*SI*	S_7	/	?	*O*	←		*DEL*

Example: 100 0001 = *A*
b_7 ---------------- b_1

The abbreviations used in the figure mean:

NULL	Null Idle	*CR*	Carrige return
SOM	Start of message	*SO*	Shift out
EOA	End of address	*SI*	Shift in
EOM	End of message	DC_0	Device control ① Reserved for data Link escape
EOT	End of transmission	DC_1-DC_3	Device control
WRU	"Who are you ?"	*ERR*	Error
RU	"Are you . . . ?"	*SYNC*	Synchronous idle
BELL	Audible signal	*LEM*	Logical end of media
FE	Format effector	S_0-S_7	Separator (information)
HT	Horizontal tabulation		Word separator (blank, normally non-printing)
SK	Skip (punched card)	*ACK*	Acknowledge
LF	Line feed	②	Unassigned control
V/TAB	Vertical tabulation	*ESC*	Escape
FF	Form feed	*DEL*	Delete Idle

Fig. 7

pale è nella ricerca degli errori a livello macchina.

Le stampanti in generale devono essere in grado di scrivere lettere, numeri, punteggiature ed alcuni simboli speciali. Anche se potrebbe essere scritto il risultato di ogni elaborazione in forma binaria, poichè siamo abituati alle lettere ed ai numeri è molto più comodo all'utente leggere dati già convertiti in alfanumerico.

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

caratteri al secondo.

Se si posizionano lungo il cilindro di trascinamento tante barre con caratteri in rilievo quanti sono gli spazi in una riga e si aggiungono i meccanismi di posizionamento verticale delle barre e dei martelletti, si è costruita una stampante che scrive una riga alla volta.

Ovviamente una stampante di questo tipo deve possedere una memoria in grado di immagazzinare tanti caratteri quanti ce ne stanno in una riga. Prima che i martelletti possano dare la battuta della riga le barre devono essere tutte nella posizione corretta.

Con un tipo di stampante come quella appena descritta si raggiungono velocità di quattro righe al secondo, molto superiore a qualsiasi stampante meccanica a carattere singolo.

Un tipo di stampante ancora più veloce è la stampante a rullo, dove dietro la carta si trova un rullo rotante con tante righe di caratteri identici quanti sono i possibili caratteri.

Quando il rullo presenta un certo carattere dietro la carta, dei martelletti corrispondenti alle colonne in cui si trova quel carattere battono nastro inchiostrato e carta contro il rullo, ed in tal modo con un giro completo del rullo, si scrive una linea intera con qualunque combinazione di caratteri. Anche qui è necessaria una memoria per i caratteri e una anche per correlare carattere e posizione temporale del carattere interessato rispetto a un riferimento sul rullo. La velocità può giungere a 1250 righe al minuto (*figura 11*).

Analoga come funzionamento è la stampante a catena (*figura 12*) dove la catena che porta tutti i simboli scorre ininterrottamente sotto la carta, mentre vi sono problemi di temporizzazione analoghi ai precedenti.

Infine vi sono le stampanti non ad impatto, che possono essere di diversi tipi.

Elettromagnetiche: un cilindro viene scritta un'immagine magnetica di ciò che si vuole scrivere, la superficie viene passata poi in una polvere magnetica che aderisce alle zone magnetizzate e infine la polvere viene pressata sulla carta (250 car/sec).

Elettrostatiche: la carta viene ricoperta di dielettrico che mantiene le cariche. Delle apposite testine caricando dei "puntini" sulla carta, e quindi quest'ultima passa in soluzione in cui è disciolto del colorante con ionizzazione opposta che si fissa dove vi sono i puntini.

Termiche: usando carta sensibile al calore, delle

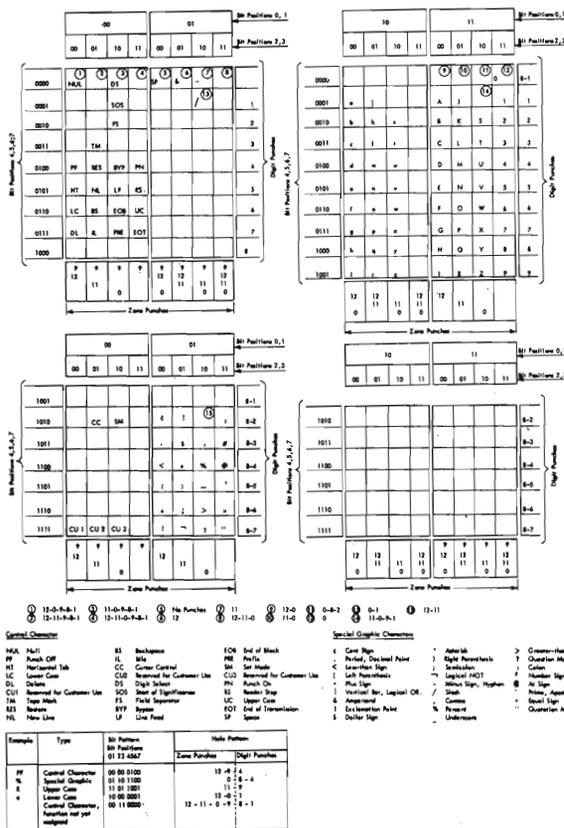



Fig. 8

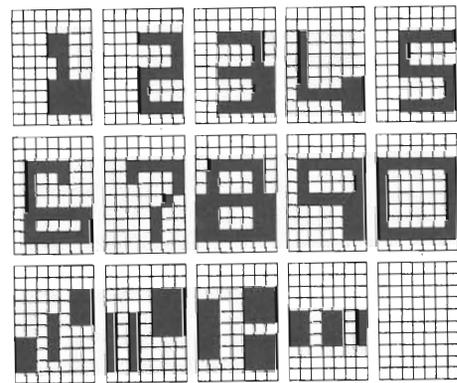
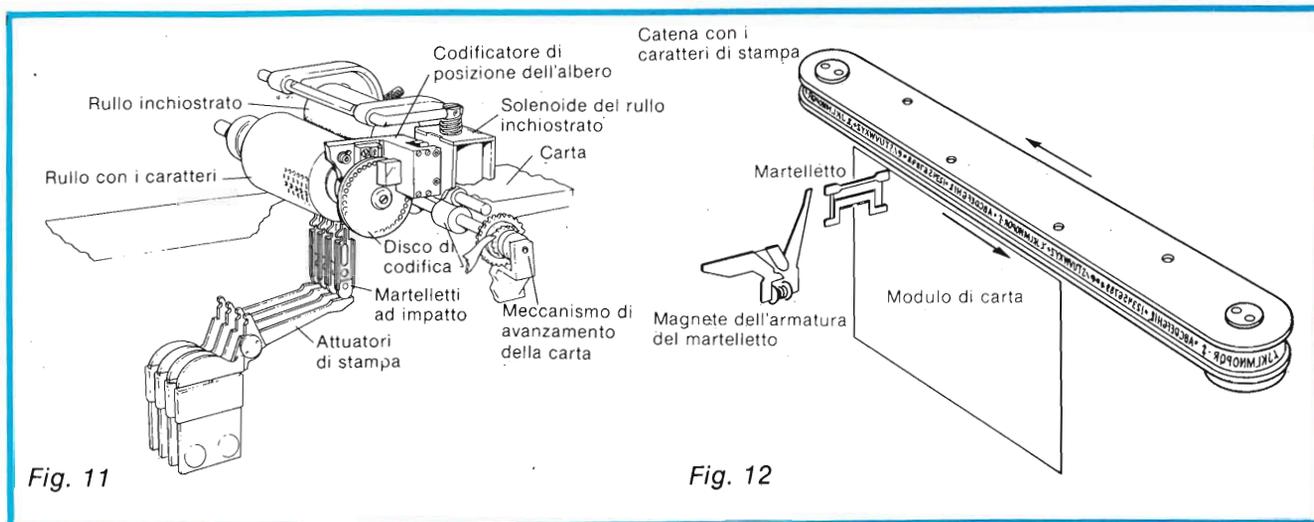



Fig. 9

Fig. 10

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

Fig. 11 *Fig. 12*

testine composte da piccoli elementi termici disposti a matrice sono in grado di scrivere dei caratteri. Hanno dei problemi di consumo, di raffreddamento delle testine e di fragilità delle stesse, ma sono molto economiche.

A getto di inchiostro (ink jets): lanciano contro la carta un getto di inchiostro ad alta velocità, che viene poi deflesso in modo elettrostatico, formando il carattere.

Infine vi sono stampanti LASER che, su carta termica, formano il carattere, per mezzo di un cannone LASER. Queste stampanti, recentissime, sono alquanto costose, ma permettono delle velocità di scrittura altissime: fino a 19000 car/sec.

Un altro tipo di unità di uscita moderna e molto usata è il dispaly video, che è uno dei dispositivi di uscita più veloci, non fornendo una registrazione permanente dei dati. I display video sono in generale di due tipi, profondamente diversi: il tipo ad oscilloscopio a fosfori verdi (Scopo Display) e il tipo TV. Il primo tipo ha un tubo analogo a quello degli oscilloscopi da laboratorio, è in generale fornito di memoria in grado di ritenere, a seconda dei tipi di dispaly, solo l'ordinata punto per punto (come un normale oscilloscopio a memoria) oppure l'uscita grafica sull'intera pagina, per punti, oppure, in alcuni particolari casi, le coordinate dei vertici delle poligonali da tracciare.

Questo primo tipo di display è l'unico in grado di fornire una vera uscita grafica, unitamente (è sempre possibile commutare il modo di funzionamento) a uscita alfanumerica.

Il secondo tipo utilizza un video TV, in bianco e nero o a colori, dove una parte o tutto l'apparato di controllo di deflessione di un televisore normale viene mantenuto.

In pratica la scansione dello schermo avviene nel modo tradizionale, mentre il segnale che pilota l'intensità o il colore viene modulato dai caratteri componenti la pagina, memorizzati in un apposito banco di memoria, in cui si può intervenire a modificare, in tutto o in parte, il contenuto. Questi terminali posso-

Fig. 13

Decimale	BCD	Bit di parità "pari"
0	0000	0
1	0001	1
2	0010	1
3	0011	0
4	0100	1
5	0101	0
6	0110	0
7	0111	1
8	1000	1
9	1001	0

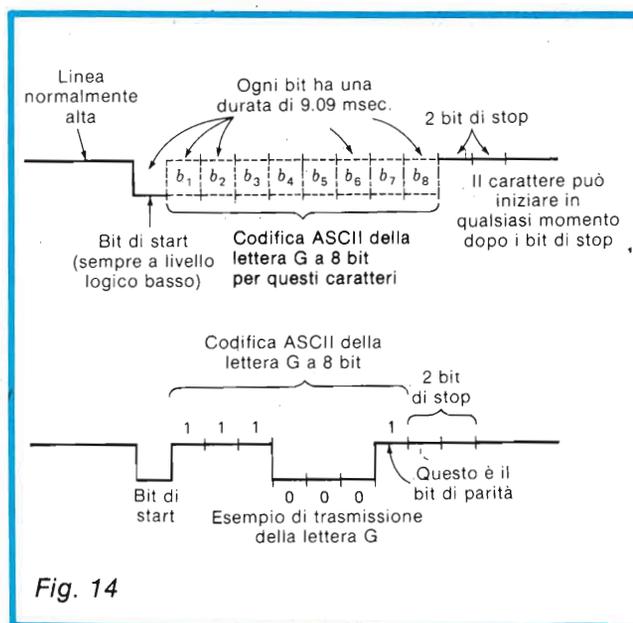



Fig. 14

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

no dare al più un'uscita semigrafica, avendo a disposizione sia caratteri numerici, che caratteri grafici, standard o definiti dall'utente. L'uscita video avviene sugli stessi punti che compongono un'immagine video tradizionale, scandita con pilotaggio di un generatore di caratteri che accetta in ingresso, quasi sempre, il codice ASCII, più i caratteri grafici (raster scan display).

Un tipo particolare di display a raggi catodici è il tubo Charactron, in cui vi sono due sistemi distinti di deflessione, tra i quali è interposta una matrice in cui sono ricavati i caratteri (come in una dima). Il primo sistema di deflessione concentra il fascio e lo dirige su uno dei caratteri della dima, mentre il secondo sistema deflette il fascio sagomato e lo proietta nella zona voluta di schermo. Con questo sistema si arriva a visualizzare fino a 100.000 parole al minuto.

Altri dispositivi di uscita sono i perforatori veloci di banda e di schede, che danno un mezzo fisico di uscita che va quasi sempre adoperato, prima o poi, come mezzo di ingresso per la stessa o per un'altra macchina. Anche qui, come nei lettori di banda o di schede, spesso si trova come stadio intermedio il passaggio su nastro magnetico, per sveltire e decentrare il processo di uscita, lasciando il più possibile libero il calcolatore.

Nella trasmissione dei dati da calcolatore a periferiche e viceversa, o da calcolatore a calcolatore, sia nella lettura e scrittura di mezzi fisici, sia nella trasmissione (su linee locali o su linee telefoniche) può accadere che ci siano degli errori e si rende necessario, per quanto possibile, trasmettere i dati in modo tale da poter rilevare questi errori ed, eventualmente, correggerli. Si hanno così codici particolari, rispettivamente con rivelazione di errori e autocorrettori.

Ovviamente entrambi i tipi di codice richiedono una certa ridondanza dell'informazione trasmessa, e quindi si paga una maggiore sicurezza con una (leggera) perdita in velocità.

I codici più usati per la rivelazione automatica degli errori sono i codici con verifica della parità. Questi codici hanno, rispetto al codice originale, un bit in più, detto bit di parità, che assume uno stato tale che il numero di 1 nel codice trasmesso sia sempre pari o sempre dispari. (*figura 13*). Ovviamente il codice a parità è in grado di rilevare solo un numero dispari di errori, ma va considerato che è il più semplice codice ad autorivelazione di errori, mentre esistono codici molto più sofisticati in grado di correggere errori fino a qualunque numero n di bit e di rilevare errori su un numero n + 1 di bit.

Una memoria di massa dove vengono usati molto di frequente questi codici è la memoria a nastri magnetici, dove è assai facile perdere dati per imperfezioni del nastro o per materiale estraneo depositato sul nastro stesso, che provoca il distacco tra nastro e testina.

Quando si ha un dispositivo composto da una tastiera e da un'unità di uscita (stampante o display video) si parla di terminale, che recentemente è diventato il dispositivo più usato per dare e ricevere dati da un calcolatore.

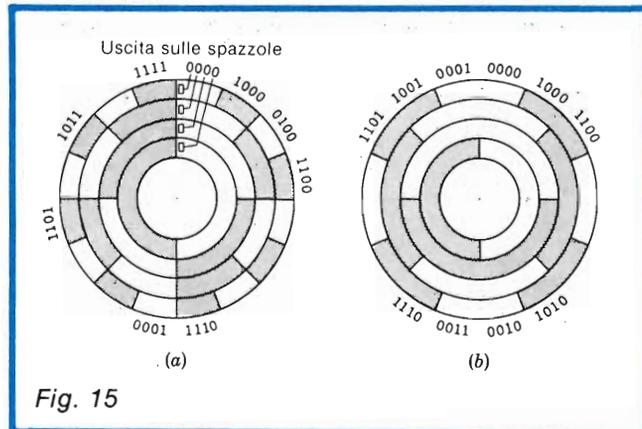



Fig. 15

Spesso vi sono associate unità a cassette magnetiche, floppy disks e lettori-perforatori di banda.

Quasi sempre il terminale è strutturato in modo da provvedere la funzione di "eco", in cui il carattere battuto sulla tastiera viene "rimbalzato" sul dispositivo di uscita, oltre che inviato al calcolatore, in modo da avere una possibilità di controllo di errori da parte dell'operatore.

I terminali possono andare dai tipi più semplici, con pochissima memoria, fino ai terminali "intelligenti" controllati a microprocessore, che permettono l'editaggio dei testi, la ricerca e correzione di errori e facilitano molto l'interfacciamento.

La trasmissione dei dati tra terminale e calcolatore avviene quasi sempre in modo seriale, sincrono o asincrono. In modo asincrono ASCII, ad esempio, ogni carattere è preceduto da un bit di START e seguito da due bit di STOP, e in questo modo (*figura 14*) è possibile trasmettere caratteri in qualunque

Fig. 16

Decimale	Codice gray $a_3a_2a_1a_0$
0	0000
1	0001
2	0011
3	0010
4	0110
5	0111
6	0101
7	0100
8	1100
9	1101
10	1111
11	1110
12	1010
13	1011
14	1001
15	1000

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

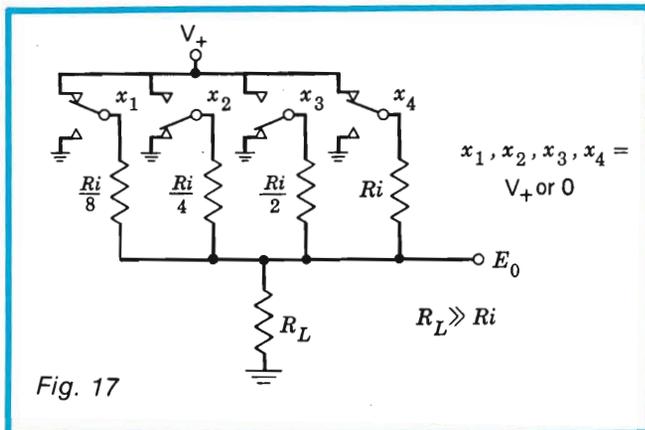



Fig. 17

istante. In modo sincrono, invece, sia i bit che i caratteri sono rigidamente vincolati ad un clock di trasmissione che deve essere sincronizzato tra macchina e macchina, e quindi richiede interfacce più complesse, dando in cambio velocità di trasmissione notevolmente superiori.

Le trasmissioni per via telefonica tra calcolatore e calcolatore o tra calcolatore e terminali distanti può avvenire per allacciamento diretto alla linea (grandi sistemi) oppure per mezzo di un accoppiatore acustico su cui si posa la cornetta del telefono; nel primo caso si parla di trasmissione a MODEM (MODulator-DEModulator).

Sia i MODEM che gli accoppiatori acustici trasmettono in modulazione di frequenza o FSK (FREQUENCY SHIFT KEYING), in cui ad un 1 corrisponde un segnale di frequenza diversa da quella del segnale corrispondente ad uno 0.

Infine, per sistemi di controllo industriali o di ricerca, è molto utile avere dispositivi di ingresso-uscita in grado di manipolare segnali analogici (cioè continui nel tempo e che possono assumere qualsivoglia valore).

I dispositivi di ingresso prendono il nome di convertitori Analogico-Digitali (A-D converters) e, campionando nel tempo il segnale analogico, convertono il valore del campione in un numero binario, su una scala in generale imposta dall'esterno.

I convertitori A-D possono essere meccanici (ormai in disuso) o elettronici. Va tenuto conto degli errori insiti nell'uso dei convertitori A-D: poichè il numero di bit su cui viene effettuata la conversione è fisso, si incorre invariabilmente in un errrore di quantizzazione, o di discretizzazione, per il fatto che il numero si può incrementare solo a intervalli discreti di una unità, quindi il numero rappresenta il valore analogico troncato all'intero inferiore della scala scelta.

La precisione è ovviamente tanto migliore quanto più elevato è il numero di bits, cioè, ad esempio, con 8 bits si ha una misura effettuata al più su 256 punti, mentre con 16 bits la misura viene effettuata su 65.536 punti. Spesso non è solo necessario avere un ingresso di tipo analogico, ma anche un'uscita.

Così, oltre ai convertitori Analogico-Digitali esistono pure i convertitori Digitale-Analogico, largamente usati quando il risultato vuol essere inviato ad un apparato di visualizzazione come oscilloscopio od oscillografo analogico o ad un processo da controllare (ad esempio è molto usata questa conversione per la generazione di musica elettronica con controllo da calcolatore).

I convertitori A-D meccanici sono di solito di tipo circolare (*figura 15*); il disco è diviso in tante corone circolari quanti sono i bit del convertitore, su cui si trovano delle zone isolanti e conduttrici, in modo tale che ad ogni settore (rotazione angolare del disco di un certo numero di gradi) corrisponde una certa combinazione di zone conduttrici e isolanti, che, toccate da spazzole disposte radialmente, danno il contatto che fornisce il numero binario che identifica il settore stesso. Altri tipi hanno il settore a bande opache e trasparenti e la lettura viene effettuata otticamente, con una risoluzione migliore, fino a 18 bits.

In ogni caso c'è sempre una difficoltà intrinseca del metodo: poichè le spazzole hanno una superficie finita, al punto di transazione tra un settore e l'altro esse possono toccare le zone di entrambi i settori, con una lettura erronea. Per evitare errori di questo tipo si possono applicare due gruppi di spazzole, in modo tale che un gruppo almeno non generi ambiguità, ed è necessario un circuito abbastanza complicato di controllo, oppure utilizzare codici binari in cui vari un solo bit alla volta, come il codice GRAY (*figura 16*) detto codice a distanza unitaria.

Il tipo più semplice di convertitore digitale-analogico è raffigurato in *figura 17*, ed è detto convertitore a rete resistiva: ad ogni ingresso è collegato un relay che commuta un resistore tra 0V e l'alimentazione positiva. L'uscita ad E_0 sarà una tensione proporzionale al numero binario in ingresso compreso tra 0V e V+. Problemi sono dati dal fatto che inserendo i resistori varia il carico su V+ e dalla precisione dei resistori, oltre a possibili derive termiche. In realtà al posto dei relays si usano spesso interruttori elettronici.

Passiamo ora ad analizzare i convertitori Analogico-Digitali elettronici ad alta velocità. Un convertitore molto semplice di questo tipo può essere costruito con una rete resistiva del tipo di *figura 17*, un flip-flop START-STOP, un contatore binario a 4 bit, quattro convertitori di livello e un amplificatore in continua ad alto guadagno. La configurazione di base è quella di *figura 18*. Il contatore binario è formato dai flip-flops $x_1 \div x_4$, ciascuno dei quali pilota un convertitore di livello tale che, quando il flip-flop è a 1, l'uscita del convertiore di livello è a -16V, mentre quando il flip-flop è a 0, l'uscita è a 0V.

L'amplificatore ad alto guadagno è tale che, quando il suo ingresso è positivo, la sua uscita è a 0, mentre quando l'ingresso è negativo, l'uscita va a 1, settando il flip-flop START-STOP e bloccando il contatore. In pratica il contatore parte a contare dal segnale di STAR, e continua a contare finchè il segnale

Corso di elettronica digitale e calcolatori [8ª parte]

Fig. 18

binario riconvertito ed analogico non bilancia il segnale in ingresso, punto in cui il contatore viene bloccato e si può effettuare la lettura.

Esistono altre tecniche di conversione, e la più usata prende il nome di metodo ad approssimazioni successive, molto preciso e veloce, e può venir spiegato facilmente nel seguente modo.

Dapprima si parte dal bit più significativo, che viene messo a 1, se il segnale in uscita è maggiore del segnale in ingresso, questo bit viene messo a zero e il bit sucessivo meno significativo viene messo a 1. Si procede in questo modo fino a trovare il bit più significativo tale che il risultato sia immediatamente inferiore al segnale in ingresso, quindi si passa a scandire i bits meno significativi del bit selezionato procedendo allo stesso modo, e così via fino ad ottenere il numero per cui incrementando anche di una sola unità si supererebbe il valore dell'ingresso.

Infine convertitori velocissimi sono quelli a conversione parallela: si utilizzano per avere una conversione ad n bits 2^n-1 comparatori con tensioni di riferimento crescenti, seguiti da una rete combinatoria che fornisce la codifica ad n bits dei 2^n-1 ingressi, di cui solo gli m inferiori saranno a 1 (*figura 19*).

La velocità è altissima, ma il numero di bits è solitamente limitato (di solito 4). Si possono usare anche strategie miste, con un primo stadio parallelo seguito da un convertitore D-A veloce, la cui uscita è sottratta all'ingresso. La differenza viene quindi amplificata e convertita usando un altro stadio parallelo.

Le caratteristiche principali di un convertitore sono:

Fig. 19

Risoluzione, che altro non è se non la più piccola differenza di ingresso rilevabile dal convertitore o producibile dal convertitore (D-A in questo caso); essa è pari alla scala ÷ 2^n se si hanno n bit.

Linearità, che è la massima deviazione della linea retta congiungente i punti di massimo e minimo della scala.

Errore di quantizzazione, che è dovuto alla conversione dal continuo al discreto e che, per un convertitore ideale, è di ± 1/2 bit meno significativo.

Gioco dell'artiglieria con la T.I. 58

di Pierangelo Pensa

Questo articolo descrive un passatempo non competitivo da giocare con la calcolatrice Texas Instruments T.I.58.

Il gioco consiste nel cercare di colpire con un obice un obiettivo che la calcolatrice ha posto in un punto, scelto a caso, appartenente ad un quadrato di 8.000 metri di lato.

L'obice è posto in un vertice del quadrato ed è privo degli strumenti (goniometro, paline e tavole di tiro) che servono per sparare.

L'obice quindi spara a lume di naso, avvalendosi solo dei suggerimenti forniti dall'ufficiale osservatore.

Una batteria di obici utilizza nella realtà una procedura molto complessa per battere un obiettivo con tiro a percussione (il proietto esplode quando tocca il bersaglio).

Per prima cosa l'ufficiale osservatore nota qualcosa di interessante su cui vale la pena di sparare.

Comunica allora per radio al posto comando la posizione e le caratteristiche dell'*obbiettivo*.

Al posto comando valutano l'obiettivo proposto e, se è il caso, decidono di attivare la batteria.

Comunicano la decisione all'ufficiale osservatore, individuano l'obiettivo sulla tavoletta, (carta topografica al 25.000) e avviano le operazioni preliminari che metteranno la batteria in grado di sparare.

Per mezzo delle *tavole di tiro* si determinano i dati da impostare sull'obice affinché i suoi colpi cadano sull'obiettivo.

Le tavole di tiro sono dei libretti che riportano moltissimi dati, sotto forma di grafici e tabelle, utili per determinare le correzioni.

Le correzioni rappresentano la compensazione delle deviazioni prodotte dalle condizioni ambientali (densità, pressione, umidità dell'aria, velocità e direzione del vento ecc. ecc.) sul proietto rispetto all'atmosfera standard usata nell'ambito della NATO.

Per i curiosi l'atmosfera standard è detta atmosfera *ICAO*, International Civil Aviation Organisation, e prevede aria secca e senza vento, temperatura 15°C al livello del mare, pressione 760 millimetri di mercurio e densità 1.225 Kg/m^3.

Poiché la maggior parte delle traiettorie si sviluppa nella troposfera è stato necessario suddividere l'atmosfera standard I.C.A.O. in diverse zone (15 zone) di temperatura, pressione e densità decrescenti con l'altezza.

Dalle tavole di tiro si deduce anche la *carica*, che è la quantità di esplosivo che serve per lanciare il proietto.

L'esplosivo è contenuto in 5 sacchetti di peso accuratamente predeterminato; occorre usare una carica che consenta una gittata di poco superiore alla distanza obice - bersaglio per limitare il logorio della bocca da fuoco dovuto a proietti troppo veloci.

L'uso della 5° carica, naturalmente, implica che il proietto avrà la massima velocità iniziale perché quando si spara con la *2°* carica si usa il sacchetto della prima più il sacchetto della seconda; quando si spara con la *3°* carica si usa il sacchetto della prima più il sacchetto sella seconda più il sacchetto della terza e così via.

Con una laboriosa procedura si trova sulle tavole di tiro un gruppo di tre dati:

Carica, angolo di direzione, angolo di alzo

La carica è stata definita più sopra, l'angolo di direzione è l'angolo formato dall'asse della bocca da fuoco con una direzione nota (*Nord rete*) e l'angolo di alzo è l'angolo formato dall'asse della bocca da fuoco ed il segmento che unisce la bocca da fuoco e l'obiettivo.

Con questi dati un obice (*pezzo base*) comincia a sparare dando così inizio all'*AGGIUSTAMENTO*.

L'aggiustamento è la procedura, standardizzata con eleganti mezzi statistici, che consente di eliminare tutti gli errori connessi con l'uso delle tavole di tiro, le imperfezioni della bocca da fuoco ed il bizzarro comportamento dell'atmosfera.

Perno del processo di aggiustamento è l'ufficiale osservatore che descrive in modo sintetico l'effetto prodotto dal colpo quando giunge nella zona degli obiettivi.

Egli comunica al centro tiro, tramite radio, due parole per descrivere qualitativamente e due numeri per descrivere quantitativamente la posizione del punto di arrivo del colpo rispetto all'obiettivo. Le parole sono scelte fra: *DESTRA - SINISTRA; LUNGO - CORTO* mentre i due numeri sono una

stima approssimata della distanza di arrivo del colpo dall'obiettivo.

Una correlazione tipo sarà *lungo 100 destra 200.*

Questi dati vengono interpretati dal centro tiro per produrre le correzioni in alzo e in direzione che avvicineranno i colpi all'obiettivo.

L'ufficiale osservatore comunica le correzioni così come le vede; siccome il piano di osservazione non coincide necessariamente con la normale alle traiettorie dei colpi in arrivo il centro tiro provvede a correggere la differenza di punti di vista.

L'oggetto usato per questa operazione di chiama *reticolo.*

Quando l'aggiustamento è terminato i dati che hanno prodotto il *colpo giusto* (che ha centrato l'obiettivo) vengono impostati sugli altri obici della batteria e si inizia il tiro di efficacia che produrrà la distruzione dell'obiettivo.

Questo breve corso di *Artiglieria* è necessario per poter capire bene le spiegazioni del programma.

Fig. 1 - Lo schizzo illustra *i principali parametri utilizzati.*

Descrizione del programma

Il programma è lungo 190 passi e si divide in 3 sezioni principali: *Inizializzazione, impostazione dei dati di tiro, visualizzazione dei risultati.*

In *figura 2* è disegnato il *FLOW CHART.*

La prima sezione, etichettata con *LBL A*, assolve tutti i seguenti compiti: arrotonda tutti i numeri a 2 decimali, forza in OFF il segnalatore FLAG 1, genera 2 numeri casuali che sono le coordinate cartesiane dell'obiettivo e genera i 4 valori di velocità iniziale del proietto.

La generazione dei numeri casuali avviene con una formula piuttosto complessa; il programma numero 15 (ML 15) contenuto nel *MASTER LIBRARY MODULE* si incarica di questo compito.

Il MASTER LIBRARY MODULE è un piccolo modulo (meno di 1 cm^3) alloggiato nella parte inferiore della calcolatrice; contiene 25 programmi di uso comune: giochi, geometria, integrazione, statistica, matematica, calendario perpetuo e conversione di unità di misura.

Il programma ML 15 è lungo 139 passi e noi lo possiamo utilizzare in tutta la sua potenza con meno di un quarto di quelle istruzioni. Esaminiamo passo passo la procedura usata per far lavorare ML 15.

Con le istruzioni *PGM 15 SBR E'* si interrompe l'esecuzione del programma principale e si passa il controllo della macchina al segmento etichettato E' contenuto in ML 15; questo segmento ha il compito di inizializzare la generazione dei numeri casuali.

Siccome tutti i segmenti di tutti i programmi contenuti nel Master Library Module terminano con l'istruzione INVERT SUBROUTINE (INVSBR, codice 92) appena terminata l'elaborazione del segmento E' il controllo della macchina torna al programma principale. Nel nostro caso riparte con l'istruzione RCL 13.

Nel registro R 13 è contenuto il numero che avevamo impostato prima di premere il tasto A.

Questo numero è usato come generatore e deve essere compreso, per esigenze della macchina, fra *0 e 199017.*

La sequenza *PGM 15 SBR A* carica il limite superiore dell'intervallo in cui sono distribuiti uniformemente i numeri casuali e *PGM 5 SBR B* carica il limite inferiore.

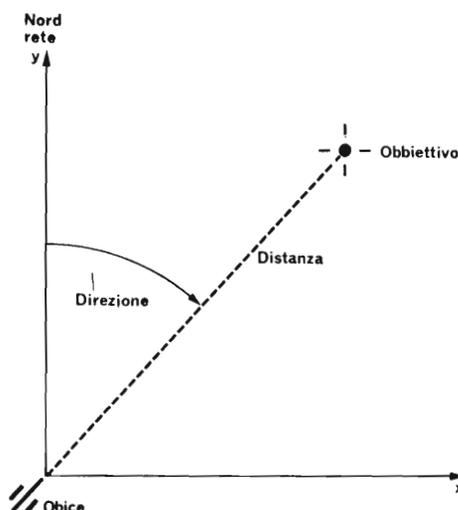
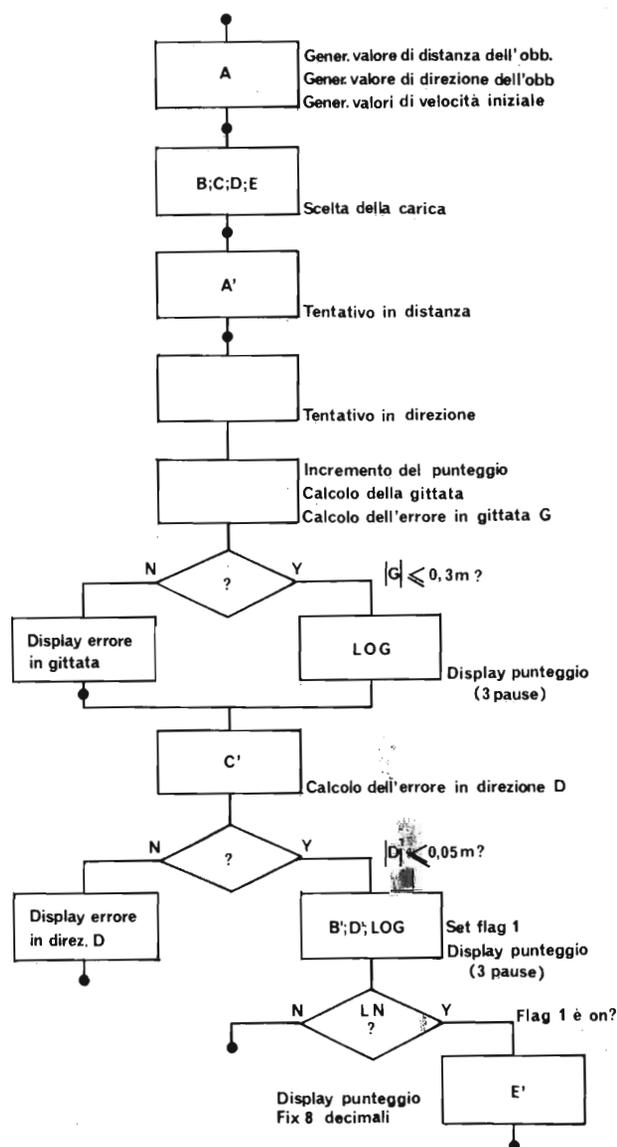



Fig. 2 - **Flow chart** *del programma ARTILLERY GAME; all'interno dei blocchi sono indicate l'etichette usate e a lato le funzioni svolte.*

L'intervallo compreso fra i due numeri impostati é *un intervallo chiuso*, nel senso che i due limiti fanno parte dell'intervallo.

Detti n_1 ed n_2 il limite inferiore ed il limite superiore della distribuzione ed N il numero casuale che verrà generato possiamo senz'altro dire che $n_1 \leqslant N \leqslant n_2$.

Il limite superiore n_2 è stato fissato in 8000 metri ma nulla e nessuno impedisce di cambiarlo.

Ho scelto questo valore perché mi sembra il più adato ad una simulazione realistica di un problema di tiro con un obice da *203/25*.

Nella realtà l'obice da 203/25 ha una gittata massima di 12000 metri mentre nella nostra simulazione, che non tiene conto della resistenza dell'aria e di altri fattori che rallentano

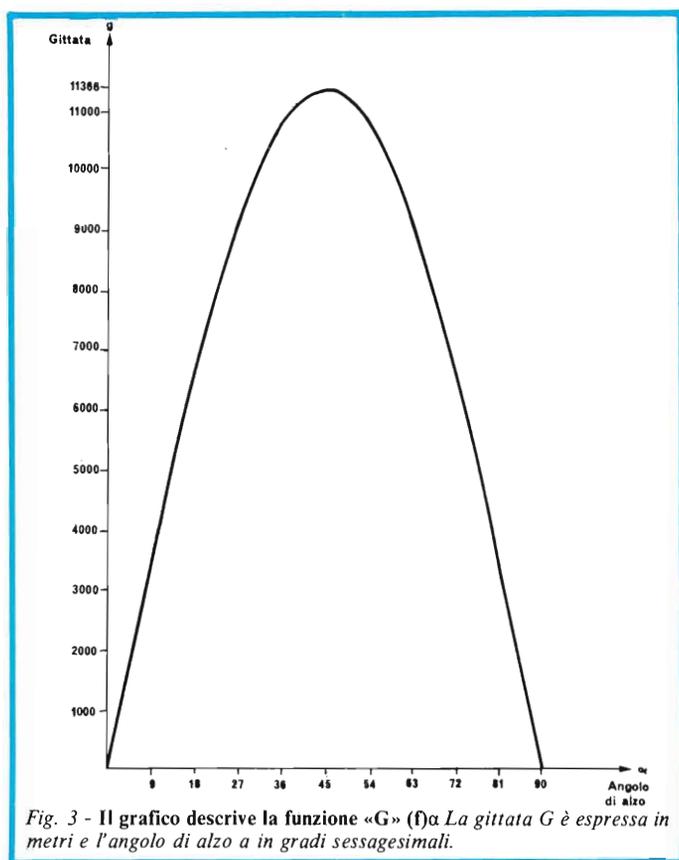



Fig. 3 - **Il grafico descrive la funzione «G» (f)α** *La gittata G è espressa in metri e l'angolo di alzo a in gradi sessagesimali.*

il proietto, la gittata è di 11366 metri e la dimensione massima del quadrato è di 11314 metri.

La locuzione *obice da 203/25* significa che il diametro della bocca da fuoco è di *203 millimetri* e la lunghezza della canna è di *25 calibri*.

Si chiama *obice* perché la canna è lunga *meno di 26 calibri*.

Ho sempre usato il sostantivo *proietto* invece del più usato proiettile perché, sebbene ambedue indichino ogni oggetto che può essere scagliato per colpire, proiettile è usato per indicare i corpi omogenei mentre proietto indica oggetti composti, formati cioé di spolette, carica, ecc. ecc.

Con la sequenza *PGM 15 SBR C* si ottengono i numeri casuali. Una volta generati i due numeri casuali n_1 ed n_2 sono usati come coordinate cartesiane per ottenere, con le istruzioni *INV P → R* le coordinate polari, ovvero i valori di distanza e direzione (vedi *figura 1*).

La sequenza PGM SBR C può essere ripetuta quante volte si vuole ed ogni volta si ottiene un numero diverso.

Le sequenze di numeri casuali costituiscono un capitolo molto interessante della matematica, tanto interessante da meritare una discussione più approfondita.

Innanzittutto definiamo i numeri casuali.

Un insieme di numeri si definisce casuale quando gode di *2 proprietà:*

1) è distribuito in un intervallo ben definito
2) ogni numero ha la medesima probabilità di qualunque altro di comparire nella sequenza.

Da ciò discende che non esiste "il" numero casuale perché la casualità di un numero si può valutare solo in rapporto agli altri numeri della distribuzione.

In generale, una sequenza di numeri è definita casuale (*random* per gli americani) quando *la sequenza medesima è più corta dell'algoritmo che serve per generarla.*

Così per esempio la serie 3, 1, 4, 1, 5, 9, 2, 6, 5, 3, 5, 9, sembra casuale ma in realtà sono le prime 12 cifre di *pi greco*.

Invece la sequenza 5, 2, 4, 3, 9, 1, 4, 5, 8, 3, 7, 6, è definita come casuale perché, almeno fino a prova contraria, l'unico algoritmo che la definisce è *un sistema di 12 equazioni di 1° grado o*, cosa del tutto equivalente, *un'equazione di 12° grado.*

Il sistema in questione è:

$$x-4 = 0$$
$$x-5 = 0$$
$$x-8 = 0$$
$$x-2 = 0$$
$$x-3 = 0$$
$$x-4 = 0$$
$$x-5 = 0$$
$$x-3 = 0$$
$$x-7 = 0$$
$$x-9 = 0$$
$$x-7 = 0$$
$$x-1 = 0$$

e l'equazione è la cosa mostruosa che segue

$$X^{12} - 57X^{11} + 1457X^{10} - 22065X^9 + 220263X^8 - 1524951X^7 + 7496411X^6 - 26311515X^5 + 65271436X^4 - 111219492X^3 + 12296532X^2 - 78649920X^1 + 21772800 = 0$$

Ho impiegato mezza giornata a sviluppare l'equazione a controllarla; chi avesse dei dubbi può provare a sostituire nell'equazione i valori di *X* della sequenza casuale.

Vedrà che l'equazione è verificata.

Questa equazione può anche essere considerata come un *polinomio di 12° grado* ordinato in potenze decrescenti di X ed allora le calcolatrici *TI 58 e TI 59* si dimostrano assai utili per valutarlo.

Infatti il programma *ML 07* del *Master Library Module* permette di valutare polinomi fino al *53° grado*!!.

Fine della divagazione matematica; rimettiamo i piedi per terra e torniamo al programma.

I valori di direzione e distanza sono caricati nei registri R12 e R13 e i registri R14 ÷ R17 contengono i valori di velocità iniziale dei proietti.

Le velocità dei proietti aumentano di $\sqrt{2}$ perché la gittata aumenta con il quadrato della velocità iniziale. Moltiplicando per $\sqrt{2}$ il valore della velocità iniziale si produce, a parità di angolo di alzo, una gittata doppia.

L'etichetta *LBL B* richiama il registro R14 in cui è contenuto il valore di velocità della 1° carica e salta all'etichetta LBL A'.

L'uso delle etichette *LBL B*, *LBL C*, *LBL D* e *LBL E* produce il medesimo risultato con il 2°, 3° e 4° valore della velocità iniziale.

L'etichetta *LBL A*, libera il registro del display dal valore della velocità iniziale ed arresta l'elaborazione per accogliere il valore dell'angolo di alzo con cui si desidera sparare; l'angolo di alzo e la carica determinano la gittata.

L'elaborazione viene poi arrestata di nuovo per accogliere l'*angolo di direzione*, l'ultimo dato che la calcolatrice ha necessità di conoscere per fare i calcoli.

Dopo l'introduzione dell'ultimo dato la calcolatrice estrae dal *registro T* la velocità iniziale (con la medesima istruzione vi carica l'angolo di direzione) e lo impiega per calcolare la gittata X usando l'equazione [1].

$$X = \frac{2 V^2_0 \operatorname{Sin} \alpha \operatorname{Cos} \alpha}{g} \qquad [1]$$

V_0 è il valore della velocità iniziale, α è l'angolo di tiro, g il valore dell'accellerazione di gravità, 9.8 m/sec^2.

Al risultato viene sottratto il valore di distanza prodotto dalla calcolatrice; se la differenza è positiva significa che il colpo è caduto LUNGO mentre se è negativo significa che è caduto CORTO.

Il colpo è considerato GIUSTO quando cade entro ± 30 centimetri dall'obiettivo.

È bene non dimenticare mai che l'angolo di alzo che produce la *gittata massima è 45°*.

Se risolviamo la [1] per valori di α compresi fra 0 e 90 gradi e riportiamo i risultati in un grafico in funzione dell'angolo di alzo otteniamo il grafico di *figura 3*.

Il calcolo della direzione non si limita ad una semplice differenza fra il valore prodotto dalla calcolatrice ed il nostro tentativo.

Viene calcolata la *tangente* della differenza fra i due valori che, moltiplicata per il valore della distanza arma-obiettivo, dà il valore metrico dell'errore in direzione.

Un valore positivo significa che il colpo è caduto a DESTRA e uno negativo significa che è caduto a SINISTRA.

Questa procedura di calcolo non è del tutto esatta perché occorrerebbe moltiplicare la tangente dell'angolo differenza per il valore di distanza cui il proietto ha toccato terra.

Per fare ciò occorrerebbe aggiungere altre 2 istruzioni: *STO 22* fra i passi *116* e *117* e cambiare i passi *148* e *149* in *RCL 22*.

Chi ritenesse tale sacrificio non gravoso può farlo; sappia comunque che l'errore introdotto è del tutto trascurabile.

Siccome è molto più facile aggiustare il tiro in direzione che in alzo ho pensato di rendere un pò più difficile il gioco restringendo a ± *5* centimetri l'intervallo che dà luogo al colpo giusto in direzione.

Le procedure dell'artiglieria prevedono che l'aggiustamento avvenga restringendo l'ampiezza delle forcelle.

La forcella è quella situazione in cui si è messo un colpo da parte e un colpo dall'altra dell'obiettivo.

Per esempio, un tiro con direzione 53° ha prodotto un colpo DESTRA 300 e uno sparato con direzione 51° ha prodotto un SINISTRA 200.

Si dice allora che abbiamo fatto "forcella in direzione".

Il prossimo colpo sarà sparato con direzione 51°.4 e, se non produrrà un colpo giusto, si avvicinerà di molto all'obiettivo.

Quando si fa colpo giusto in alto vediamo lampeggiare 3 volte il numero di tentativi fatti, poi vedremo il risultato in direzione.

Verrà anche portato in ON il segnalatore FLAG 1, che ci verrà utile in seguito.

Se si fa colpo giusto in direzione avremo prima la risposta al tentativo in alto e poi vedremo lampeggiare 3 volte il punteggio. Se invece avremo fatto centro in alto e in direzione e quindi distrutto l'obiettivo, vedremo lampeggiare 6 volte il numero di colpi sparati che poi si fermerà nel display con tutti gli 0 che può contenere. Queste 3 funzioni sono assolte dalle etichette *L BL B', LBL D', LBL E'*.

Il salto ad E' è causato dal test sul *FLAG 1*.

Uso del programma

Per prima cosa sarà bene accendere la calcolatrice; anche se è un mostro che sa fare tutto ha ancora bisogno un pò di energia elettrica!

Poi, i più scrupolosi faranno girare il programma diagnostico contenuto nel MLM la sequenza *PGM 01 SBR =*.

Come noto se alla fine dell'elaborazione il display indica 1 va tutto bene; se invece lampeggia significa che bisogna spegnere la calcolatrice, pregare a lungo, riaccenderla e riprovare la sequenza. Assai spesso le preghiere danno il risultato desiderato ed il tanto desiderato 1 appare alla fine dell'elaborazione.

Se non esce ancora, con la morte nel cuore, si riprova; se il dispaly lampeggia si consulta, come ultimo tentativo, l'*appendice A* del manuale d'istruzione.

Se non si trovano suggerimenti validi è proprio necessario

	DISTANZA		*DIREZIONE*	
Carica	**Tentativo**	**Risultato**	**Tentativo**	**Risultato**

Fig. 4 - **La figura rappresenta** *un esempio di realizzazione del modulo che serve per giocare.*

2 GENERATORE

	DISTANZA		*DIREZIONE*	
Carica	**Tentativo**	**Risultato**	**Tentativo**	**Risultato**
D	**45**	**1198.80**	**45**	**—1466.65**
D	**15**	**—1642.83**	**67**	**304.90**
D	**30**	**437.39**	**61**	**— 165.25**
D	**28**	**227.18**	**63**	**— 8.64**
D	**26**	**— 5.99**	**63.2**	**— 7.01**
D	**26.1**	**6.20**	**63.09**	*
D	**26.05**	*	**63.09**	*

Fig. 5 - **Tutti i dati dell'esempio descritto** *nel paragrafo USO DEL PROGRAMMA inseriti nel modulo di Fig. 4.*

fare un pacco assicurato per *Cittaducale*, sede della TEXAS, per fare riparare la macchina.

Questa eventualità è comunque estremamente rara; quando il programma diagnostico non gira è sempre colpa dell'operatore o di qualche fenomeno strano che si verifica all'accensione.

Spegnere e riaccendere la macchina risolve sempre il problema.

Tutti coloro che hanno la macchina in ordine devono ora caricare il programma con molta attenzione perché un'istruzione sbagliata o dimenticata è fonte di grattacapi.

Un programma di 200 passi che contiene un errore è antipatico, se ne contiene 2 è un osso duro, con 3 errori è una robusta spallata alla nostra salute mentale; 4 o più errori significano sei mesi di camicia di forza per i più saldi di nervi e neurodeliri a vita per tutti gli altri!

Dopo aver caricato il programma si disegna un modulo come quello di *figura 4* e se non fanno un pò di fotocopie.

Poi si imposta il numero generatore, lo si scrive nella prima colonna e si preme A.

La macchina sta spenta per 12'' e in questo tempo 70 passi di programma con 6 chiamate del programma ML 15 per un totale di 196 passi.

Ora inizia il gioco vero e proprio.

Scegliamo fra B, C, D ed E una carica, scriviamola sul modulo e premiamo il tasto corrispondente, ora scegliamo l'angolo di alzo α (teniamo ben presente che la gittata massima si ha a 45°), scriviamolo sul modulo, impostiamolo e premiamo un tasto R/S.

Ora impostiamo l'angolo di direzione d ($0° < d < 90°$), scriviamolo sul modulo e premiamo R/S.

Dopo 4'' la machina ci dice come è finito il tiro in distanza; anche questo numero va annotato nella colonna apposita del modulo.

Ora premiamo di nuovo R/S e in un paio di secondi abbiamo la risposta per la direzione.

Il contenuto della *Tabella 1* torna utile per interpretare le risposte della macchina; sarà quindi saggio tenerla bene in vista.

Se il risultato in direzione del tiro è positivo occorre diminuire il valore impostato cercando di rendere negativo il risultato.

Poi, agendo come si disse a proposito della forcella, si cerca di produrre il colpo giusto.

Se invece è negativo occorre incrementare il valore impostato fino a rendere positivo il contenuto del display; poi si applica la "procedura della forcella".

Un discorso simile vale anche per i risultati in alzo del tiro, solo con una complicazione dovuta al fatto che le variabili in gioco sono due: la carica e l'angolo di alzo.

La carica serve per raddoppiare la gittata mentre l'angolo di alzo serve per ottenere un controllo fine.

Un numero positivo significa che il proietto è caduto lungo mentre un numero negativo significa che il proietto ha toccato terra in un punto situato fra l'arma e l'obiettivo.

Per chiarire le idee sarà bene fare un esempio.

Dopo aver fatto girare il programma diagnostico carichiamo il programma, impostiamo il numero generatore (2 nel nostro caso), e premiamo il tasto A.

Ora iniziamo a giocare, scegliamo la carica *D*, angolo di

Fig. 6 - **Una suggestiva immagine dell'obice da 203/25** *mentre spara. È interessante notare le ruote anteriori dell'affusto sollevate da terra per effetto del rinculo.*

TAB. 1

DIREZIONE	DISTANZA	SIGNIFICATO	
Positiva	Positiva	Destra	Lungo
Negativa	Positiva	Sinistra	Lungo
Positiva	Negativa	Destra	Corto
Negativa	Negativa	Sinistra	Corto

Tab. 1 - **Il contenuto della tabella** *aiuta ad interpretare in base al segno le correzioni fornite dall'Ufficiale Osservatore.*

TI PROGRAMMABLE 58
SCHEDA DI PROGRAMMA · PROGRAMDOCUMENTATION · DOKUMENTATION · DOCUMENTATIE

TITOLO: ARTILLERY GAME — PAG. 1 DI 2
PROGRAMMATORE: PIERANGELO PENSA — DATA: Ø4-Ø4-1979
Partizione (Op 17): 2 3 92 9 — MODULO BIBLIOTECA: MASTER I — Stampante: NO — Schede: NO

DESCRIZIONE DEL PROGRAMMA

Il programma descrive la simulazione di una situazione bellica in cui un obice (pezzo base) conduce l' aggiustamento del tiro a percussione per permettere al resto della battreia di battere un obbiettivo.-
La simulazione ha scopo ricreativo ed é riferita ad un obice da 2Ø3/25; l' obice occupa un vertice di un quadrato di 8ØØØ metri di lato che contiene l' obbiettivo.-

ISTRUZIONI PER L'OPERATORE

PASSO	PROCEDURA	IMPOSTARE	PREMERE	VISUALIZZATORE
ØØØ	Inizializzazione	Generatore	A	Ø
Ø71	Scelta della I° carica		B	Ø
Ø76	Scelta della 2° carica		C	Ø
Ø81	Scelta della 3° carica		D	Ø
Ø86	Scelta della 4° carica		E	Ø
Ø94	Scelta dell' angolo di alzo	Angolo alzo	R/S	Angolo di alzo
Ø97	Scelta dell' angolo di direzione	" direzione	R/S	" direzione
131	Risultato in direzione		R/S	Risultato "

TASTI DEF. DALL'OPERATORE	REGISTRI DATI	
A Inizializzazione	0 Punteggio	0
B I° carica	Ø1 II Usate PGM I5	1
C 2° carica	I2 Angolo direzione	2
D 3° carica	I3 " distanza	3
E 4° carica	I4 Velocità I° Car.	4
A' Errore distanza	I5 " 2° "	5
B' Centro in "	I6 " 3° "	6
C' Errore direzione	I7 " 4° "	7
D' Centro in "	I8 Tentativo Direz;	8
E' Obbiettivo colpito	I9 " Distanza	9

© 1977 Texas Instruments

Fig. 7 - **Tavola sinottica** *che illustra in modo sintetico le funzioni e l'uso del programma.*

TITOLO: ARTILLERY GAME — PAG. 1 DI 2
PROGRAMMATORE: PIERANGELO PENSA — DATA: Ø4-Ø4-1979
TI PROGRAMMABLE — MODULO DI PROGRAMMAZIONE — KOD FORMULAR — PROGRAMBLAD — PROGRAMMABLAD

POS	COD.	TASTO	COMMENTO
000	76	LBL	
001	11	A	
002	47	CMS	
003	58	FIX	
004	02	2	
005	22	INV	
006	86	St FLG	
007	01	1	
008	42	STO	
009	13	13	
010	36	PGM	
011	15	15	
012	71	SBR	
013	10	E'	
014	43	RCL	
015	13	13	
016	36	PGM	
017	15	15	
018	71	SBR	
019	15	E	
020	08	8	
021	52	EE	
022	03	3	
023	36	PGM	
024	15	15	
025	71	SBR	
026	11	A	
027	00	Ø	
028	36	PGM	
029	15	15	
030	71	SBR	
031	12	B	
032	36	PGM	
033	15	15	
034	71	SBR	
035	13	C	
036	32	X⇄t	
037	36	PGM	
038	15	15	
039	71	SBR	
040	13	C	
041	22	INV	
042	37	P→R	
043	42	STO	
044	12	12	
045	32	X⇄t	
046	42	STO	
047	13	13	
048	01	1	
049	01	1	
050	08	8	
051	42	STO	
052	14	14	
053	65	X	
054	02	2	
055	34	√x	
056	65	X	
057	42	STO	
058	15	15	
059	02	2	
060	34	√x	
061	65	X	
062	42	STO	
063	16	16	
064	02	2	
065	34	√x	
066	54	)	
067	42	STO	
068	17	17	
069	25	CLR	
070	91	R/S	
071	76	LBL	
072	12	B	
073	42	RCL	
074	14	14	
075	16	A'	
076	76	LBL	
077	13	C	
078	43	RCL	
079	15	15	
080	16	A'	
081	76	LBL	
082	14	D	
083	43	RCL	
084	16	16	
085	16	A'	
086	76	LBL	
087	15	E	
088	43	RCL	
089	17	17	
090	76	LBL	
091	16	A'	
092	32	X⇄t	
093	25	CLR	
094	91	R/S	
095	42	STO	
096	19	19	
097	91	R/S	
098	42	STO	
099	18	18	
100	69	OP	
101	20	2Ø	
102	32	X⇄t	
103	33	X²	
104	55	÷	
105	04	4	
106	93	.	
107	09	9	
108	65	X	
109	43	RCL	
110	19	19	
111	38	SIN	
112	65	X	
113	43	RCL	
114	19	19	
115	39	COS	
116	75	−	
117	43	RCL	
118	13	13	
119	54	)	
120	42	STO	
121	20	2Ø	
122	50	|x|	
123	32	X⇄t	
124	93	.	
125	03	3	
126	77	X≥t	
127	17	B'	
128	43	RCL	
129	20	2Ø	
130	91	R/S	
131	76	LBL	
132	18	C'	
133	43	RCL	
134	18	18	
135	75	−	
136	43	RCL	
137	12	12	
138	54	)	
139	42	STO	
140	20	2Ø	
141	50	|x|	
142	32	X⇄t	
143	93	.	
144	00	Ø	
145	05	5	
146	77	X≥t	
147	19	D'	
148	43	RCL	
149	20	2Ø	
150	30	tan	
151	65	X	
152	43	RCL	
153	13	13	
154	54	)	
155	91	R/S	
156	76	LBL	
157	19	D'	
158	71	SBR	
159	28	Log	

TEXAS INSTRUMENTS
© 1977 Texas Instruments

TITOLO: ARTILLERY GAME — PAG. 2 DI 2
PROGRAMMATORE: PIERANGELO PENSA — DATA: Ø4-Ø4-1979
TI PROGRAMMABLE — MODULO DI PROGRAMMAZIONE — KOD FORMULAR — PROGRAMBLAD — PROGRAMMABLAD

POS	COD.	TASTO	COMMENTO
160	71	SBR	
161	23	ln	
162	71	LBL	
163	17	B'	
164	71	SBR	
165	28	Log	
166	86	St FLG	
167	01	1	
168	18	C'	
169	76	LBL	
170	10	E'	
171	58	FIX	
172	08	8	
173	91	R/S	
174	76	LBL	
175	23	ln	
176	87	IF FLG	
177	01	1	
178	10	E'	
179	25	CLR	
180	91	R/S	
181	76	LBL	
182	28	Log	
183	43	RCL	
184	00	ØØ	
185	66	PAUSE	
186	68	NOP	
187	66	PAUSE	
188	68	NOP	
189	66	PAUSE	
190	92	INV SBR	

TEXAS INSTRUMENTS
© 1977 Texas Instruments

Fig. 8 - **LISTING del programma** *ARTILLERY GAME.*

alzo *45°* e angolo di direzione *45°*.

Queste scelte sono dettate dalla considerazione che la gittata massima della carica D arriva a coprire circa la metà dell'area in cui può trovarsi il bersaglio; anche l'angolo di direzione è fissato in 45° per ottenere un dimezzamento nel settore.

Operando in questo modo con un solo tentativo si dimezza l'ampiezza dell'intervallo in cui sceglieremo i dati del tiro successivo.

La sequenza da utilizzare è quindi □ *2 A 45 R/S 45 R/S.*

Sul display appare *1198.80*; significa che l'Ufficiale osservatore ci comunica che il colpo è caduto lungo di quasi 1200 metri.

Ripremiamo il tasto R/S e sul display appare *1466.65*; il significato di questo dato è che il colpo è caduto a sinistra dell'obiettivo di quasi 1500 metri.

Sintetizzando quindi le correzioni fornite dall'Ufficiale Osservatore in base al primo colpo abbiamo *LUNGO 1200 SINISTRA 1500.*

In una situazione reale non vedremo mai correzioni così ampie; tutti i Capi Centro Tiro che hanno fatto sparare colpi così sballati sono stati invitati, gentilmente ma fermamente, a non occuparsi più di Artiglieria ed a pensare all'agricoltura.

Noi ci possiamo permettere errori così grandi perché stiamo sparando alla cieca.

Nel tentativo di accorciare la gittata manteniamo la carica D e diminuiamo l'alzo a 15°.

L'angolo di direzione va aumentato per cercare di portare il colpo a destra dell'obiettivo; spareremo quindi a metà del settore in cui è contenuto l'obiettivo.

Riassumendo i dati da impostare sulla calcolatrice per il prossimo tiro: *D; 15; 67.*

Il primo risultato ottenuto premendo il tasto R/S è - 1642.83 e significa che il colpo è caduto corto di più di 1600 metri.

Abbiamo quindi fatto *forcella* in alzo.

È una forcella molto ampia ma per essere al 2° colpo è già un buon risultato.

Ripremendo il tasto R/S otteniamo *304.90*; questo dato significa che il colpo è caduto a destra dell'obiettivo.

Anche in direzione abbiamo fatto forcella; la forcella in alzo è ampia più di 2800 metri mentre quella in direzione è ampia solo 1800 metri.

Anche in direzione ci va bene perché l'Ufficiale Osservatore ci comunica sinistra *165.25.*

Ora cercheremo di avvicinarci all'obiettivo a piccoli passi; spareremo quindi con i seguenti dati: *D' 28; 63.*

L'Ufficiale Osservatore ci avverte che il colpo è sempre lungo, anche se di soli *227.18* metri.

In direzione invece quasi ci siamo: il colpo è finito a sinistra di *8.64* metri.

Visto che una diminuzione di 2° in alzo ha prodotto una diminuzione di gittata di 210 metri e rotti proviamo a ridurre l'alzo di altri 2°. In direzione aumenteremo di 0.2° perchè un aumento di 2° ha prodotto un avvicinamento di oltre 150 metri.

Sintetizzando i dati con cui spareremo il 5° colpo abbiamo: *D; 26; 63.2.*

L'Ufficiale Osservatore ci avverte cha abbiamo fatto forcella in alzo perché il colpo è caduto corto di *5.99* metri; ci annuncia anche la forcella in direzione perché è caduto a

destra di *7.01* metri.

Riproveremo quindi con un piccolo aumento dell'angolo di alzo (26° 1) e con un angolo diminuito di qualcosa in più della metà dell'incremento di direzione che ha prodotto l'ultima forcella.

I dati sono quindi: *D; 26.1; 63.09.*

I risultati sono: lungo *6.20 metri e GIUSTO* in direzione.

Abbiamo rifatto forcella in direzione e, data la simmetria (-5.99; + 6.20) e l'esiguità dell'ampiezza, il dimezzamento delle correzioni dovrebbe produrre il colpo giusto.

L'aggiustamento in direzione ci è costato *6 colpi.*

Spariamo quello che dovrebbe essere l'ultimo colpo con i seguenti dati: *D; 26.05; 63.09.*

Ora la calcolatrice ci annuncia che l'obiettivo è stato colpito e l'aggiustamento ci è costato *7 colpi* in tutto.

Ognuno può decidere quale sarà la propria condotta del fuoco senza seguire necessariamente le procedure standardizzate dell'artiglieria. L'uso di procedure personalizzate e di un pò di fantasia aumenta il piacere che deriva dal gioco.

La macchina

È mia intenzione descrivere in ogni puntata una funzione delle calcolatrici *TEXAS INSTRUMENTS TI 58 e TI 59* per farle meglio conoscere a chi non ha ancora letto sufficienti notizie su questi gioiellini.

I possessori di vecchi modelli TEXAS (*SR52, SR 56*) potranno trovare in queste righe utili informazioni per "tradurre" i programmi redatti per le TI 58 e TI 59 in un linguaggio adatto alle proprie macchine.

Questo discorso potrà altresì dimostrarsi utile a chi desidera approfondire le proprie conoscenze di programmazione.

Desidero parlare dei *CODICI DI TASTO*, ovvero del sistema usato dalla TEXAS per memorizzare e riconoscere le istruzioni memorizzate nella memoria di programma.

Premendo il tasto *L RN* si seleziona il modo di apprendimento (learn in inglese); ora ogni tasto premuto verrà interpretato come un'istruzione di un programma.

Nel display appariranno due gruppi di cifre separati da un digit spento.

Il gruppo di sinistra è di 3 cifre e ci dice su quale istruzione è posizionato il contatore di programma.

Il gruppo di destra è composto da 2 cifre che descrivono l'istruzione. La tastiera della calcolatrice è composta da 9 file orizzontali di 5 tasti.

È stato perciò molto facile descrivere la posizione di ciascun tasto con un numero di due cifre in cui le decine rappresentano la fila e le unità la colonna.

La numerazione inizia dal primo tasto in alto a sinistra che quindi avrà codice 11.

Il 2° tasto della 4° fila avrà invece codice 42.

Tutte le istruzioni che richiedono l'uso del tasto di seconda funzione hanno un codice simile alle istruzioni di prima funzione che si ottiene sommando 5 al codice di prima funzione.

Esempio.

Il 3° tasto della seconda fila è dedicato al calcolo dei logaritmi; utilizzandolo come prima funzione si calcola il logaritmo in base *e* del numero che appare nel display mentre come seconda funzione si calcola il logaritmo in base *10.*

Nel 1° caso il codice di tasto è 23 mentre nel 2° caso è 28.

INDICE DEI TASTI

A' / A	B' / B	C' / C	D' / D	E' / E
2nd	INV	log / lnx	CP / CE	CLR
Pgm / LRN	P→R / x⇄t	sin / x^2	cos / $\sqrt{x}$	tan / $1/x$
Ins / SST	CMs / STO	Exc / RCL	Prd / SUM	Ind / y^x
Del / BST	Eng / EE	Fix / (	Int /)	$\lvert x \rvert$ / ÷
Pause / GTO	x=t / 7	Nop / 8	Op / 9	Deg / ×
Lbl / SBR	x≥t / 4	Σ+ / 5	$\bar{x}$ / 6	Rad / −
St flg / RST	If flg / 1	D.MS / 2	π / 3	Grad / +
Write / R/S	Dsz / 0	Adv / •	Prt / +/−	List / =

Fig. 9 - **I tasti delle calcolatrici T.I.58 e T.I.59** *sono stati disegnati nel medesimo ordine con cui sono assemblati sulla tastiera. I tasti disegnati in nero sono quelli che richiedono l'uso della 2° funzione (Tasto* 2nd *); tutti gli altri sono di 1° funzione.*

Codici delle istruzioni in ordine numerico

Codice di tasto	Tasto	Codice di tasto	Tasto	Codice di tasto	Tasto
00	[0]	39	[2nd] [cos]	72	[STO] [2nd] [Ind]
↓	↓	40	[2nd] [Ind]	73	[RCL] [2nd] [Ind]
09	[9]	42	[STO]	74	[SUM] [2nd] [Ind]
10	[2nd] [E']	43	[RCL]	75	[−]
11	[A]	44	[SUM]	76	[2nd] [Lbl]
12	[B]	45	[y^x]	77	[2nd] [$x \geq t$]
13	[C]	47	[2nd] [CMs]	78	[2nd] [Σ+]
14	[D]	48	[2nd] [Exc]	79	[2nd] [$\bar{x}$]
15	[E]	49	[2nd] [Prd]	80	[2nd] [Grad]
16	[2nd] [A']	50	[2nd] [$\|x\|$]	81	[RST]
17	[2nd] [B']	52	[EE]	83	[GTO] [2nd] [Ind]
18	[2nd] [C']	53	[(]	84	[2nd] [Op] [2nd] [Ind]
19	[2nd] [D']	54	[)]	85	[+]
20	[2nd] [CLR]	55	[÷]	86	[2nd] [St flg]
22	[INV]	57	[2nd] [Eng]	87	[2nd] [If flg]
23	[ln x]	58	[2nd] [Fix]	88	[2nd] [D.MS]
24	[CE]	59	[2nd] [Int]	89	[2nd] [π]
25	[CLR]	60	[2nd] [Deg]	90	[2nd] [List]
27	[2nd] [INV]	61	[GTO]	91	[R/S]
28	[2nd] [log]	62	[2nd] [Pgm] [2nd] [Ind]	92	[INV] [SBR]
29	[2nd] [CP]	63	[2nd] [Exc] [2nd] [Ind]	93	[•]
30	[2nd] [tan]	64	[2nd] [Prd] [2nd] [Ind]	94	[+/−]
32	[$x \rightleftarrows t$]	65	[×]	95	[=]
33	[x^2]	66	[2nd] [Pause]	96	[2nd] [Write]
34	[$\sqrt{x}$]	67	[2nd] [$x = t$]	97	[2nd] [Dsz]
35	[$1/x$]	68	[2nd] [Nop]	98	[2nd] [Adv]
36	[2nd] [Pgm]	69	[2nd] [Op]	99	[2nd] [Prt]
37	[2nd] [P→R]	70	[2nd] [Rad]		
38	[2nd] [sin]	71	[SBR]		

Con la pratica si acquista sufficiente familiarità con i codici delle istruzioni più comuni e non è più necessario riferirsi sempre a questa tavola; la maggior parte dei codici, inoltre, può essere rapidamente identificata in base alla posizione sulla tastiera della calcolatrice o alla "Maschera dei codici di tasto".

Fig. 10 - **Elenco completo dei codici** *di tasto in ordine numerico; sono disponibili in tutto ben 92 istruzioni.*

Eccezione a questa regola sono i tasti che fanno parte della 5° colonna; infatti applicando alla lettera la regola appena esposta il codice di tasto della 2° funzione del 5° tasto della 3° fila dovrebbe essere 40.

Si è pensato allora di applicare la "Regola del 5" senza però tenere conto del riporto.

Questa eccezione alla "Regola del 5" è motivata dalla necessità di caratterizzare ogni fila con un solo numero, senza eccezione alcuna.

Il codice di tasto della seconda funzione del 5° tasto della 3° fila è quindi 30.

Esistono poi dei codici speciali che descrivono delle istruzioni particolari; per esempio l'istruzione INVERT SUBROUTINE (che riporta il controllo della macchina al programma principale) ha codice di tasto 92.

Il 2° tasto della 9° fila è 0 ma non è possibile fare confusione perché il codice di tasto delle cifre da 0 a 9 è costituito da 0 seguito dalla cifra impostata.

Il codice di 0 sarà quindi 00, quello di 5 sarà 05 e così via. Alcuni tasti non hanno codice di tasto perché non sono istruzioni memorizzabili in un programma.

Esempio è il tasto L RN che abilita il modo di apprendimento.

Anche il tasto di 2° funzione non ha codice di tasto perché è sempre usato insieme ad altre istruzioni.

Per la volta prossima ho in mente qualcosa dedicato agli OM e ai CB; dovrebbe sostituire egregiamente la carta azimutale e la riga. Buon divertimento a tutti; se avete dei problemi di utilizzazione sono a disposizione!!

Millivoltmetro-voltmetro LED a film spesso

di M. Calvi

Se ancora vi fosse l'esigenza di provare come l'elettronica si evolve rapidamente, questo modulo potrebbe fornire un buon esempio pratico della propensione al perfezionamento che informa la materia. Solo un paio d'anni addietro, un millivoltmetro-voltmetro digitale, era piuttosto ingombrante, complicato, ed aveva un costo notevole. Il dispositivo che presentiamo, pur essendo a tre cifre e mezza, sta nel palmo della mano, è eccezionalmente facile da utilizzare, e, dulcis in fundo, ha un prezzo modesto. Può essere direttamente impiegato nella sua funzione basilare di misurazione di tensioni debolissime, deboli o medie, da banco o da pannello, o può rappresentare il nucleo centrale di uno strumento più elaborato, ad esempio un tester digitale, o un termometro, o un frequenzimetro, o un luxmetro, o simili semplicemente impiegando adatti convertitori IC o trasduttori esterni. Lo si può impiegare pressoché per ogni strumento di misura che debba essere estremamente preciso, compatto, robusto.

Se il lettore fuma, estragga di tasca il suo pacchetto di sigarette (parliamo di sigarette comuni, per esempio "MS" o simili, e lo osservi. Ecco, questo millivoltmetro-voltmetro ha dimensioni strettamente similari, anzi, è un poco più piccolo, malgrado che impieghi un display del tipo ingrandito (14 mm) e tre cifre e mezza, con LED ad alta luminosità. Interessante, vero? E come si è ottenuta tanta compattezza? Beh, come sempre, i dispositivi che mostrano una netta evoluzione nei confronti di quelli che li hanno preceduti, si basano sempre sulle ultime tecnologie, ed in questo caso, si combina l'integrazione a larga scala, o L.S.I. C-MOS, con l'assemblaggio a film spesso. In tal modo, si ha un tutto resistente agli urti e persino a prova di solventi (!), dalla circuiteria estremamente efficace.

Il dispositivo presenta una resistenza d'ingresso che ha il bel valore di 1.000 Mega Ohm, minimo.

Con l'aggiunta all'ingresso di decadi di resistenze si può raggiungere qualunque altro fondo-scala multiplo, ed ogni aggiunta è facilitata dal fatto che l'ingresso è veramente differenziale (true differential) per cui si evitano i problemi dovuti ai giri di massa e relativi nodi di tensione, in più si hanno 86 dB di reiezione al modo comune con tensioni di lettura sino a +/- 2V. Se il blocco operativo è impiegato come sussidio di misura di banco, con l'opzione A, si ha a disposizione un interruttore multiplo DIP che consente di scegliere le portate sino a +/- 19,9 V con la corrispondente posizione del punto decimale. In tutti casi, il modulo ha l'azzeramento automatico, l'indicazione del fuori scala, il test del display e l'ingresso ratiometrico.

Abbiamo detto "se" il blocco è impiegato come voltmetro, perché appunto, diremmo che questa è la sua applicazione più elementare, sebbene efficace. Infatti, tenendo presenti le specifiche riportate nell'apposita tavola, il modulo può essere adatto ai più vari impieghi.

Per i diversi utilizzi, basta pensare che si ha a disposizione un sistema in grado di misurare, di base, +/- 199,9 mV fornendo la relativa indicazione digitale perfettamente stabile su di un display luminoso; se altre indicazioni d'uso verranno

a - **Configurazione** *differenziale bipolare.*

b - **Configurazione** *bipolare ad uscita singola.*

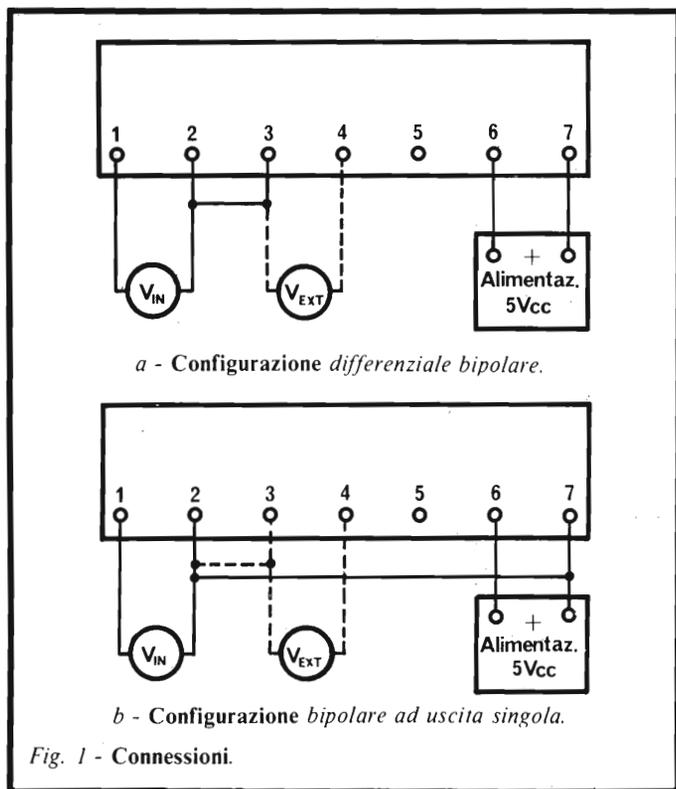



Fig. 1 - **Connessioni**.

da sé. Per esempio, con un circuito integrato XR 4551, convertitore frequenza-tensione è facile impiegare il modulo come frequenzimetro, e con gli altri innumerevoli invertitori Signetics, Exar, Fairchild, National e simili che sono facilmente reperibili in commercio, si può realizzare di tutto: strumenti per automobili ad esempio (termometri, contagiri, tachimetri, indicatori di pressione dell'olio, indicatori dello stato batteria - naturalmente - indicatori del contenuto del serbatoio della benzina, e persino misuratori del consumo della benzina istante per istante).

In elettronica le applicazioni sono semplicemente senza limiti: ovunque s'impiegava un indicatore analogico, ad indice, si può montare questo modulo, ottenendo una precisione infinitamente superiore: per esempio, è possibile pensare di poter leggere su di uno strumento ad indice qualunque grandezza elettrica dell'ordine di, poniamo, 67,8 oppure 1726 o 1234. Al contrario, la cosa è fattibilissima con il nostro modulo; si tratti di un valore di tensione, di capacità di resistenza o di corrente ... o altro.

In più, la sostituzione dello strumento analogico con questo consente di operare al buio, grazie all'auto-illuminazione dei LED, e la robustezza del dispositivo permette persino un trattamento rude!

Inutile dilungarsi sull'elettronica, perché siamo certi che al lettore staranno già nascendo delle idee applicative, ma vogliamo semplicemente rammentare che "con" l'elettronica, ovvero che sempre con l'ausilio di convertitori esterni, il modulo può essere impiegato per realizzare strumenti sofisticati, e sempre precisissimi; alcuni esempi? Beh, proprio per citare degli esempi comuni diciamo fonometri, luxmetri, misuratori di trasparenza, misuratori della salinità e dell'acidità dei liquidi, misuratori di "eddy courrents" o correnti di corrosione che scaturiscono da cause elettroniche, contagiri da officina, manometri di ogni tipo , accelerometri,

Tabella 1 - SPECIFICHE (Tipiche a 25°C e alla tensione di alimentazione nominale)

visualizzazione	
Numero delle cifre	3½ con segno negativo e 3 punti decimali (—1.9.9.9)
Tipo del display	LED rosso ad alta efficienza
Dimensione del display	14 mm. di altezza della cifra.
Indicazione di fuori scala	Si illumina solo la cifra più significativa ad eccezione dell'indicazione di polarità.
Indicazione di polarità	indicazione della polarità negativa.
Prova del display	Connettendo il pin 5 col pin 6 si illuminano tutti i segmenti.
Selezione punto decimale	3 posizioni con selezione dal fronte.
Cadenza di lettura	3 letture al secondo.
ingresso	
Configurazione	Bipolare, veramente differenziale.
Selezione del fondo scala	± 199,9 mV, ± 1,999V, ± 19,99V selezionabili dal fronte.
Polarità	Automatica.
Zero	automatico
Misura del rapporto	Con tensione di riferimento o di comparazione esterna.
Corrente d'ingresso	10pA massimo.
Impedenza d'ingresso	1000 MOhm min.
Accuratezza della lettura	± 0,05% della lettura ± 1 cifra.
Linearità	± 0,05% della lettura ± 1 cifra.
Livello sull'ingresso	Da 50 a 500 mV
Ratiometrico	da 500 mV a 1,500 versione B.
Sovratensione d'ingresso	± 100 Vcc continuativamente.
Tensione di modo comune	± 2V riferita a massa.
Rapporto di reiezione al modo comune	86 dB.
Rapporto di reiezione modo normale	40dB a 50 Hz.
Deriva termica	± 50 ppm/°C del fondo scala
Temperatura di lavoro	0°C ÷ 50°C
Temparatura di immagazzinaggio	—25°C ÷ 85°C.
Umidità relativa	0 - 85% (senza condensa).
Tempo di riscaldamento	Praticamente nullo.
regolazioni	
Fondo scala	Mediante regolazione del potenziometro aggiustabile dal fronte.
Intervallo di ricalibrazione	Sei mesi.
tensione di alimentazione	
+ 5 Vcc	Pin 6 a + 5Vcc ± 0,25V a 140mA
caratteristiche meccaniche	
Dimensioni	77 mm x 44 mm x 13 mm.
Materiale del contenitore	Policarbonato nero.
Peso	40 gr. circa.
Montaggio a pannello	Mediante due viti ∅ M3.
Connessione	Mediante connettore Molex 6471-7.

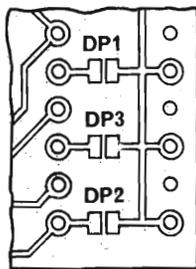



Fig. 2/a - **Contatti da ponticellare** *a stagno per la disposizione del punto decimale fisso.*

PIN REF	PIN FUNCTION
1	IN HI (Ingresso Alto)
2	IN LO (Ingresso Basso)
3	COM (Comune)
4	IN RAT (Ingresso Ratiometrico)
5	TEST (Prova Display)
6	V+ (Alim. Positiva)
7	V- (Alim. Negativa)

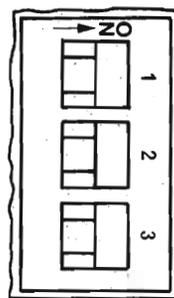
Fig. 3 - **Tabella** *d'impiego dei terminali.*

ON POS	D.P.	F.S.
1	1	± 199.9
2	3	± 1.999
3	2	± 19.99

Fig. 2/b - **Opzione A.** *Circuito commutatore d'ingresso costituito da interruttore multiplo in DIP e resistenze parzializzatrici. La tabella a destra mostra le portate ottenute a fondo scala.*

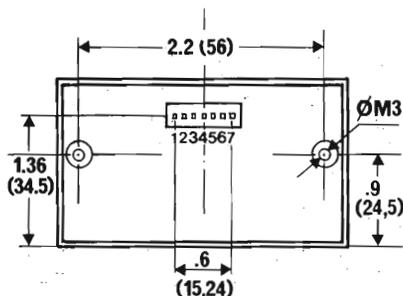



Fig. 3a - **Vista** *posteriore del modulo.*

Fig. 4 - **Quote del modulo**, *senza involucro.*

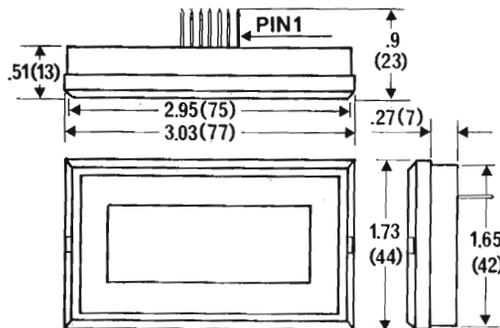



Fig. 5 - **Quote del modulo** *in versione da pannello.*

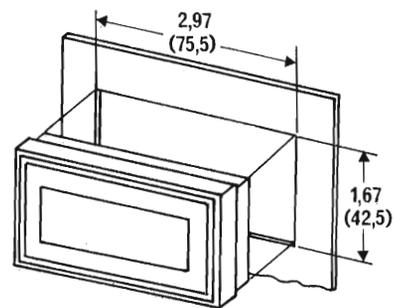



Fig. 6 - **Montaggio** *a pannello del modulo.*

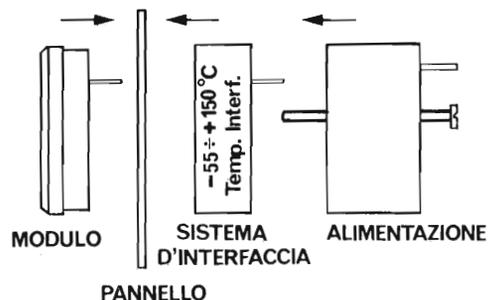



Fig. 7 - **Esempio** *di assemblaggio di strumento comprendente il modulo.*

dinamometri, bilance dall'altissima precisione ...

Diversi di questi strumenti sono allo studio presso la Redazione, e saranno pubblicati nei numeri a venire.

Comunque, per familiarizzare il lettore con lo strumento, dettaglieremo ora l'applicazione corriva, quella della misura della tensione, che servirà di base per ogni ulteriore impiego.

La *figura 1*, mostra le connessioni per l'ingresso differenziale e tradizionale. È da notare che all'esterno del modulo, *di base* non servono parti aggiuntive; diodi, o condensatori per regolazioni di clock o simili che invece erano presenti in altri sistemi meno recenti e perfezionati. Vediamo ora il fondo-scala ed il punto decimale.

Il modulo è disponibile in due versioni,l'UK 478W e UK 479W. Nel modello base (UK 479W), privo di "opzione A", ovvero d'ingresso, il punto decimale può essere posizionato ponticellando uno dei contatti che si vedono nella *figura 2/a* con una gocciolina di stagno. Al contrario, l'UK 478W con l'opzione A (selettore della portata tramite interruttore multiplo in DIP, che si vede nelle fotografie), la selezione del punto decimale avviene contemporaneamente alla selezione del fondo-scala, La *figura 2/b* mostra le posizioni dell'interruttore ed i corrispondenti valori in CC che si possono presentare all'ingresso (nella tabella a destra). Con l'opzione A, l'impedenza d'ingresso è di 10 Mega Ohm, sempre elevatissima.

È possibile anche effettuare misure a rapporto, come si è visto nella *figura 1*. Il funzionamento è il seguente:

$$\text{Rapporto indicato} = \frac{\text{Valore d'ingresso}}{\text{Riferimento esterno ingresso}} \times 100.$$

L'ingresso ratiometrico presenta un'impedenza di 10.000 Ohm.

Nella *figura 3*, si veda la tabella delle connessioni ai sette terminali previsti, che sono enumerati nella *figura 3/a*. È da notare il terminale 5, che consente la prova immediata del sistema. Portando a questo una tensione di 6 Vcc, s'illuminano tutti i segmenti assieme, quindi il display indica "—1888". Nelle *figure 4* e *5*, si vede rispettivamente il modulo privo d'involucro e relative quote, ed il modulo completo del proprio contenitore, quotato.

La *figura 6*, mostra il montaggio a pannello del modulo rivestito, mentre nella *figura 7* appare un'ipotesi di strumento, sempre da pannello, impiegante il modulo in funzione d'indicatore, un'interfaccia e l'alimentatore generale. Come si vede il tutto è estremamente razionale e compatto.

Per concludere, diremo ancora che il modulo è già perfettamente calibrato di fabbrica, ma nel tempo, può essere necessario una calibrazione, come accade per ogni dispositivo elettronico. Il lavoro è semplice; almeno sul piano comparativo. Lo strumento in modulo sarà alimentato con + 5 Vcc, e si ponticelleranno i terminali "IN HI" ed "IN LO".

Atteso circa un minuto primo per la stabilizzazione termica di tutto il complesso, si applicherà ad "HI" ed "LO" una tensione calibrata pari a 190.0 mV, e si regolerà il trimmer potenziometro appositamente previsto per ottenere una lettura di esattamente 190.0.

Salvo un intervento saltuario del genere, da farsi a lungo-lunghissimo termine, il modulo non necessita di alcuna manutenzione, e per anni ed anni può funzionare senza dar luogo alla minima perplessità.

Poiché - finalmente - si tratta di un prodotto italiano, anche se all'avanguardia, distribuito da ogni Sede G.B.C, non vi sono problemi di consegna differita (come spesso avviene per le novità salienti). Il prezzo, poi, non può che rappresentare una sorpresa *gradevole*.

Linea
Audio HI-FI
UNITRONIC
Il favoloso sistema stereo Hi-Fi venduto al prezzo di un compatto! Il sistema composto da: ● Giradischi trazione a cinghia con testina magnetica ● Amplificatore 18 x 18 W ● Sintonizzatore AM/FM ● Registratore con dispositivo antifruscio ● Diffusori a 2 vie con LED di sovraccarico ● Rack con portadischi e cavi di collegamento.

GIRADISCHI

Tipo semi automatico
Trazione a cinghia
Motore a 4 poli sincrono
2 velocità: 33 1/3 e 45 giri
Testina magnetica con puntina diamante
Conchiglia asportabile
Dispositivo di discesa pneumatica del braccio
Piatto in fusione d'alluminio: Ø 30 cm
Wow e flutter: 0,07% (standard JIS WRMS)
Rumore: -52 dB
Alimentazione: 220 V 50 Hz
Dimensioni: 45,5 x 35,6 x 13 cm

AMPLIFICATORE STEREO 18 + 18 W

5 ingressi stereo
Indicatori di funzioni ed ingressi a LED
Possibilità d'uso di 2 coppie di diffusori
Potenza d'uscita: 18 + 18 W a 4 Ω 15 + 15 W a 8 Ω
Distorsione alla massima potenza d'uscita: 1,5%
Risposta di frequenza: 20 ÷ 20000 Hz ± 1 dB
Sensibilità ingressi: phono 1-2 mV 50 kΩ
phono 2-200 mV 500 kΩ
alto livello -100 mV 10 kΩ
Livello d'uscita registratore: 200 mV
Impedenza di carico: min. 4 Ω
Comandi: monitor, silenziatore, esclusore controlli di toni, commutatore d'uso mono-stereo, commutatore diffusori A, B e A+B
Bilanciamento, acuti, bassi, volume, filtro antifruscio, filtro antirombo, Loudness, selettore ingressi Fono 1,2 Tuner e Aux, interruttore d'accensione.
Alimentazione: 220 V 50 Hz
Dimensioni: 43 x 15 x 29 cm.

SINTONIZZATORE AM/FM

Silenziatore dei disturbi intrastazionali nella ricezione FM.
commutatore d'uso mono/stereo
2 strumenti per la verifica dell'intensita di segnale e sintonia
Indicatori a LED di funzionamento.
Gamma di frequenza: AM 535 ÷ 1605 kHz
FM 88 ÷ 108 MHz
Media frequenza: AM 455 kHz
FM 10,7 MHz
Sensibilità: AM 150 µV
FM 10 µV
Separazione canali: 30 dB
Livello del segnale d'uscita: 300 mV 10 kΩ
Antenna: 75 e 300 Ω
Alimentazione: 220 V 50 Hz
Dimensioni: 43 x 15 x 29 cm.

REGISTRATORE COMPACT CASSETTE

Apertura smorzata vano cassetta
Filtro anti-fruscio
Equalizzazione e BIAS
Livello d'uscita regolabile
Velocità del nastro: 4,75 cm/sec.
Wow e flutter: 0,15% WRMS
Separazione dei canali: 40 dB
Risposta frequenza: 50 ÷ 10000 Hz con nastro standard
50 ÷ 14000 Hz con nastro CrO_2
Rumore: -40 dB
Livello del segnale in uscita: 500 mV/10 kΩ
Alimentazione: 220 V 50 Hz
Dimensioni: 43 x 15 x 29 cm.

DIFFUSORI

Tipo 2 vie a sospensione pneumatica woofer da 8" LED per indicare il livello di sovraccarico del diffusore
Risposta di frequenza: 40 ÷ 20000 Hz
Impedenza: 8 Ω
Potenza: 20 W RMS 40 W pp
Crossover: 3.500 Hz
Dimensioni: 40 x 28 x 20 cm

Computer digitale per ricevitori

di Filippo Pipitone della E.D.S.

Con il continuo aumento delle stazioni radio l'utente non riesce più a sintonizzare con una certa precisione l'emittente desiderata specialmente sulle onde medie, e corte, divenute affollatissime. Ad esempio, è difficilissimo ricevere sulle onde medie radio Montecarlo che trasmette sulla frequenza di 1466 kHz o radio Capo d'Istria che trasmette sulla frequenza di 1079 kHz. Ciò dipende da due fattori principali di cui il primo è il già accennato continuo aumento delle emittenti, il secondo invece è di carattere meccanico; mi riferisco principalmente alla cosiddetta scala parlante (o scala graduata che ha normalmente incise le più importanti emittenti, perchè sarebbe praticamente impensabile incidere tutte le emittenti. Naturalmente queste scale graduate non son mai precise ed hanno delle tolleranze enormi rispetto alla frequenza trasmessa.

Con l'espansione dei microprocessori e circuiti MOS-LSI è stato peraltro rivoluzionato il campo della radio. Il computer digitale che vi propongo è stato previsto per 4 gamme d'onda è cioé (FM + canale) LW (onde lunghe) MW (onde medie) SW (onde corte) e a 4 cifre e 1/2 e tutto il circuito si riduce a due circuiti integrati (ripeto solo 2), un quarzo, e 5 display, e alcuni componenti passivi: I principali vantaggi di questo sistema sono:

- Alimentazione singola 5V cc, pilotaggio diretto dei display ricevitore commerciale, programmazione dell'offset della media frequenza semplicissima, infatti basta inserire un resistore tra l'opportuno piedino dell'IC, nessuna operazione di taratura, programmazione automatica per le medie frequenze standard cioé 10,7 MHz e 460 kHz, indicazione dell'esatta centratura della stazione ricevuta con visualizzazione del segno + o - sul display solo per il canale FM, sensibilità d'ingresso 5 mV per LW - MW - SW e 10 per FM + canale insomma un sistema destinato a sostituire definitivamente la scala graduata nei ricevitori commerciali.

Principio di funzionamento

La *figura 1* indica, mediante uno schema a blocchi, il principio di funzionamento del computer. Essenzialmente esso è costituito da:

- Un divisore di frequenza (C556 - o - SAA 1058);
- Il circuito integrato tipo (N1082 - o - SAA 1070);
- Un sistema di visualizzazione a LED di 7 segmenti ;

Il circuito (integrato N1082 - o - SAA1070) contiene tra l'altro il contatore di frequenza, un oscillatore di 4 MHz (con quarzo esterno) che funge da interfaccia per il pilotaggio delle cifre LED. Il circuito integrato (C556 - o - SAA1058) che contiene un contatore binario a 6 bit e un amplificatore; l'integrato prevede ingressi separati per i segnali dell'oscillatore (f osc) proveniente dal tuner AM o FM del ricevitore. In particolare, la sensibilità d'ingresso è di 5 mV la banda AM e di 10 mV per la banda FM. Il passaggio da una banda all'altra si ottiene semplicemente collegando a massa i terminali del (N1082 o SA 1070) (vedi figura 2, rispettivamente 10/F per la ricezione delle emittenti FM, e 9/S per la ricezione delle onde corte, 8/ML per la ricezione delle onde medie e lunghe, 11/C per l'indicazione del canale in FM. Come già detto, la commutazione da una banda all'altra avviene mettendo a massa il relativo terminale e lasciando "aperti", e cioé non collegati i terminali delle altre bande. La corrispondente tabella della verità di queste commutazioni è (4 1/2) a LED è stato scelto il

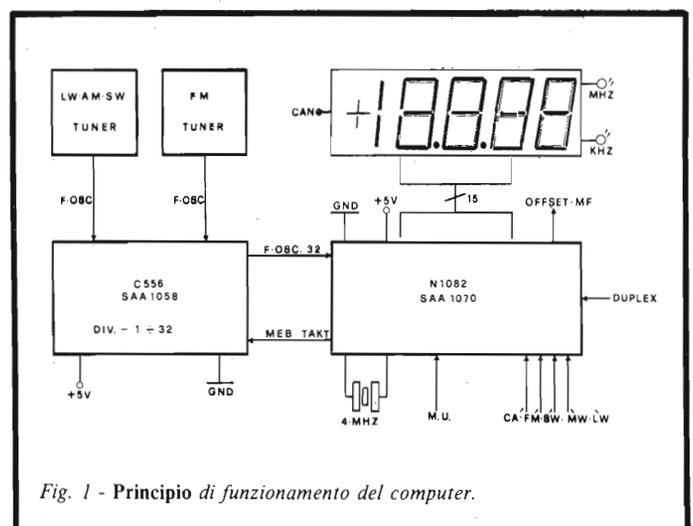



Fig. 1 - **Principio** *di funzionamento del computer.*

sistema duplex. Come frequenza duplex può, per esempio, essere scelta quella della tensione di rete la quale viene applicata al SA1070 attraverso l'ingresso DUP (terminale 16, *figura 2*).

Si tratta di semionde della tensione di rete. La scelta del sistema duplex non é casuale; tale sistema, come è noto è insensibile ai disturbi in quanto la commutazione dei vari segmenti avviene, in questo caso, in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione duplex. Per il controllo della misura della frequenza e della relativa indicazione mediante LED, l'SAA1070 è munito di ingresso multifunzione D (display terminale 19); per mezzo di questo terminale è possibile infatti ottenere modalità di funzionamento del sistema. Così, per esempio, collegando il terminale d'ingresso D a massa viene presentata l'ultima operazione di misura e non può aver inizio una nuova; collegando invece alla tensione di alimentazione a+5V si potrà misurare in maniera continua la frequenza dello oscillatore e leggere sui LED il valore della corrispondente frequenza del segnale d'ingresso; lasciando invece il terminale D non collegato è possibile far entrare in funzione un circuito (formato da una memoria aggiuntiva interna e un comparatore), tendente a ridurre il Jitter..

In questo caso il contenuto dell'indicazione potrà essere variato solo dopo che sono sopraggiunte una dopo l'altra 3 successive misure di frequenza; verrà così evitato il Jitter dei segmenti LED prodotto da una leggera variazione della frequenza dell'oscillatore. Come già accennato, l'ingresso AM o FM consente al progettista, di scegliere , tra molti, il valore della frequenza intermedia più adatto al suo progetto. La programmazione di questo valore viene effettuata tramite i terminali di pilotaggio dei LED dell'SAA1070, predisposti per funzionare da ingressi e da uscite. In prossimità del passaggio dello zero della tensione duplex, questi terminali diventano ingressi e vengono interrogati all'interno degli integrati se non collegati al terminale 15 tramite il cosiddetto resistore di programmazione (22 kΩ).

Con questi resistori di programmazione è possibile programmare valori di frequenza intermedia AM compresi tra 448,75 kHz, distanti l'uno dall'altro 1,25 kHz, e valori di frequenza intermedia FM compresi tra 10,60 MHz, distanziati l'uno dall'altro di 1,25 kHz. Eliminando i resistori di programmazione, il sistema è automaticamente predisposto per i valori standard della frequenza intermedia, i quali valori 460 kHz e 10,7 kHz, nel caso di ricezione rispettivamente AM o FM. L'esatta messa a punto del valore della frequenza intermedia desiderata è indicata nella *tabella 2* per la banda AM, e nella *tabella 3* per la banda FM. Mentre in *figura 2* è riportato lo schema elettrico.

In *figura 3* si può vedere in uno schema a blocchi il meccanismo di funzionamento di questo circuito. La successione delle varie fasi di funzionamento è indicata nei diagrammi di *figura 4*. La frequenza del segnale d'ingresso (f - in) viene contata per un intervallo di tempo determinato dall'unità clock (*figura 3* e *4*).

Prima di questo conteggio, il contatore viene predisposto per il valore della frequenza intermedia in questione. Effettuato il conteggio della frequenza, il contenuto del contatore carica il "latch", che a sua volta pilota il circuito decodifica-

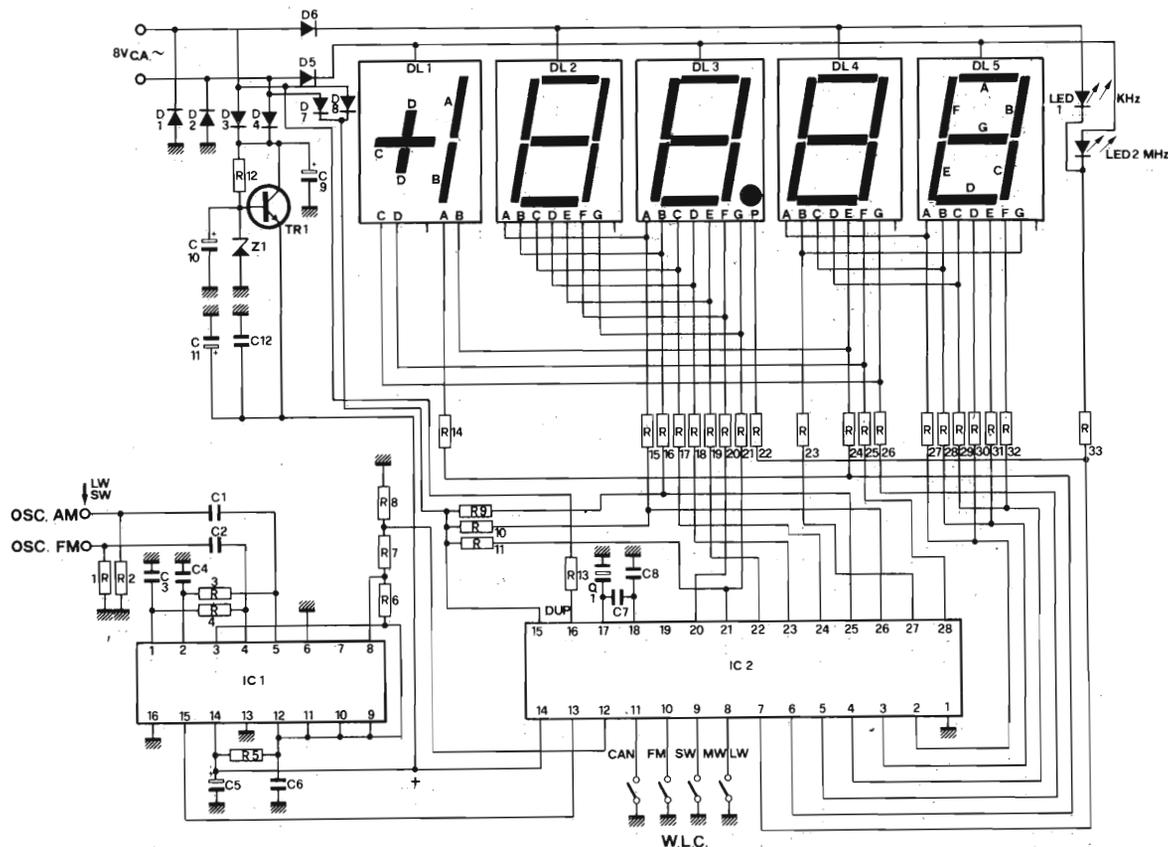



Fig. 2 - **Schema elettrico** *dell'apparecchio descritto in questo articolo.*

TABELLA 1. **Tabella verità per i segnali presenti agli ingressi delle bande di frequenza**

0 = 0 V (Massa); 1 = + 5 V; X = 0 oppure 1

Funzioni	F (Terminale 10)	C (Terminale 11)	S (Terminale 9)	ML 8)
	Ingressi bande frequenza			
FM	0	1	1	1
Canale	X	0	1	1
O.C.	1	X	0	1
O.M.	1	X	1	0
O.L.	1	X	1	0
Test-indicazione	0	0	1	0
Indicazione spenta	0	X	0	X
Indicazione spenta	1	X	0	0
Indicazione spenta	0	1	1	0
Indicazione spenta	1	1	1	1

TABELLA 2. **Messa a punto del valore della F.I. / A M impiegata nel ricevitore**

0 =nessun resistore; **1** = resistore da 22 kOhm collegato tra il relativo terminale ed il terminale 15.

SAA 1070 Terminali 21	22	25	26	28	Frequenze intermedie (kHz) O.C.	O.M/O.L.
0	0	0	0	0	460,00	460
0	0	0	1	0	448,75	449
1	0	0	1	0	450,00	450
0	1	0	1	0	451,25	451
1	1	0	1	0	452,50	452
0	0	1	1	0	453,75	453
1	0	1	1	0	455,00	454
0	1	1	1	0	456,25	455
1	1	1	1	0	457,50	456
0	0	0	0	1	456,25	457
1	0	0	0	1	457,50	458
0	1	0	0	1	458,75	459
1	1	0	0	1	460,00	460
0	0	1	0	1	461,25	461
1	0	1	0	1	462,50	462
0	1	1	0	1	463,75	463
1	1	1	0	1	465,00	464
0	0	0	1	1	463,75	465
1	0	0	1	1	465,00	466
0	1	0	1	1	466,25	467
1	1	0	1	1	467,50	468
0	0	1	1	1	468,75	469
1	0	1	1	1	470,00	470
0	1	1	1	1	471,25	471
1	1	1	1	1	472,50	472

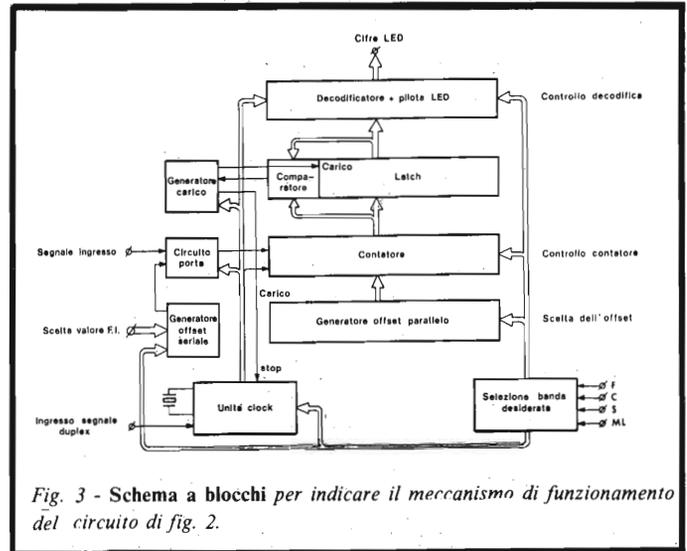



Fig. 3 - **Schema a blocchi** *per indicare il meccanismo di funzionamento del circuito di fig. 2.*

tore e quindi pilota le cifre a LED. L'unita clock viene sincronizzata dal segnale duplex. Ciò è stato fatto, come già detto in precedenza per far sì che alcune funzioni quali, per esempio, la presentazione delle cifre (display) e la commutazione ingresso/uscita avvengono durante il tempo in cui la fase del segnale duplex passa per lo zero. Un ciclo operativo completo della unità temporizzatrice può essere suddiviso in 20 periodi (*figura 4*). Si tenga presente che i periodi possono essere più o meno lunghi a seconda della posizione del commutatore di gamma (WLC-WALE-LENGHT-Control). Il ciclo operativo inizia in corrispondenza del fronte negativo del segnale duplex, ed esattamente immediatamente prima del periodo N.1. Iniziato il ciclo operativo, l'unità clock sincronizza i vari periodi e si blocca da sola dopo il periodo 20 e, in determinati condizioni, dopo il periodo 17. Una nuova partenza non influisce sulla continuità di funzionamento dell'unità clock. Il valore esatto di offset di F.I. è ottenuto in due modi:

- Un valore approssimativo ma fisso è ottenuto effettuando un preset parallelo del contatore. Dopo di che, il contatore conterà un certo numero (programmabile di impulsi offset), seriale, producendo in questo modo una leggera deviazione

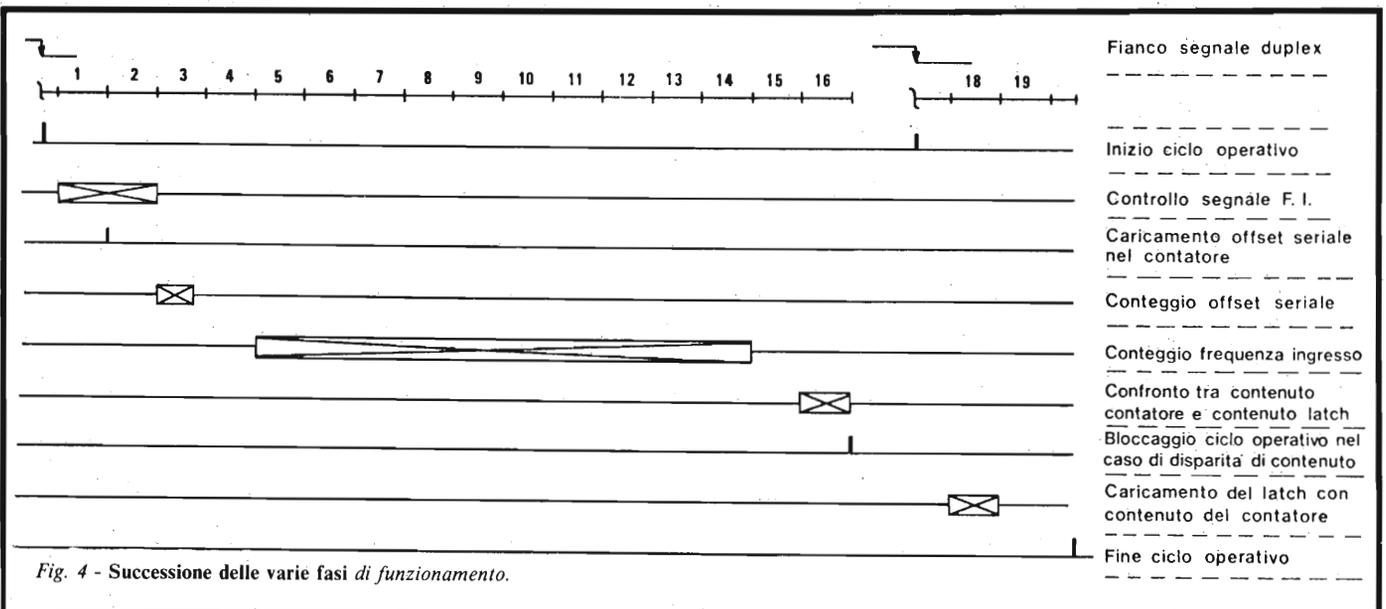
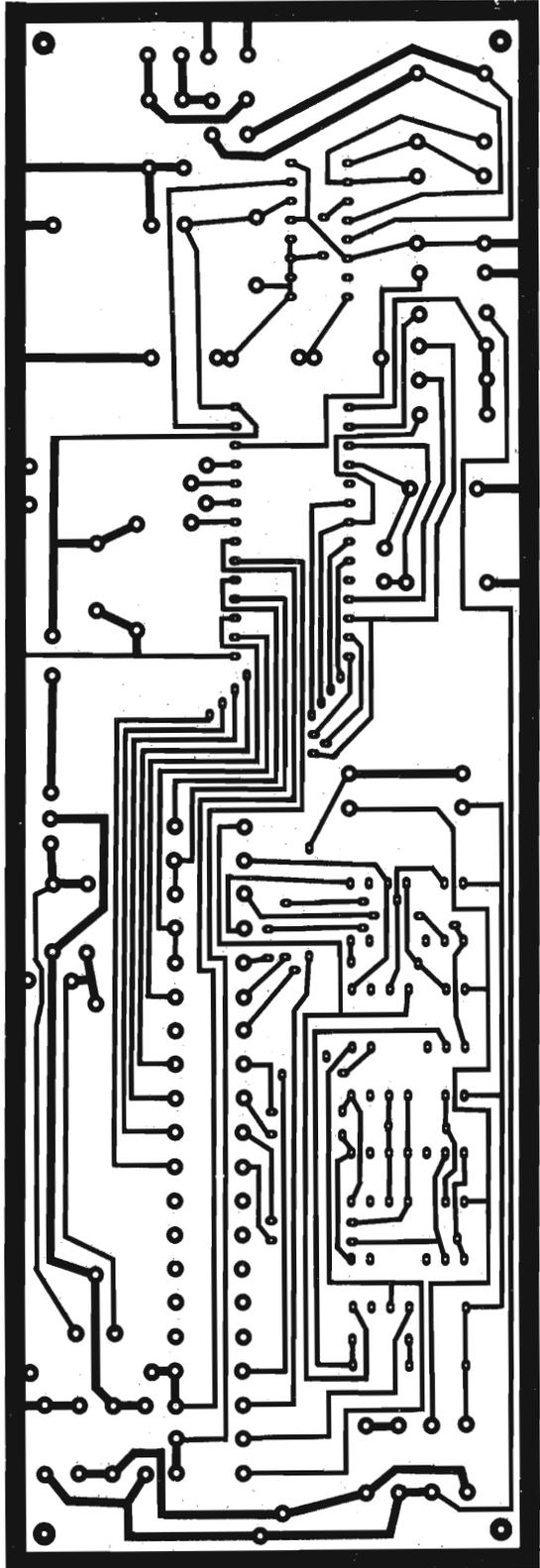



Fig. 4 - **Successione delle varie fasi** *di funzionamento.*

rispetto al valore F.I.. L'offset seriale può essere programmato all'esterno del circuito integrato cablando oppurtanamente alcuni terminali d'uscita dei LED. Questi stessi terminali vengono commutati dall'interno dell'integrato in maniera da diventare teminali d'ingresso durante il passaggio per lo zero del segnale duplex (periodi 1 e 2 del ciclo operativo).

Al termine del periodo 1 é già avvenuto il conteggio dell'offset parallelo con relativa correzione (quando è necessario) dovuta all'offset seriale. L'ultimo conteggio del valore dell' F.I ha luogo durante il periodo 3, per cui, a partire dal periodo 4, il contatore sarà in grado di ricevere il segnale d'ingresso (f - in). Il conteggio della frequenza del segnale d'ingresso ha luogo durante un tempo corrispondente a 10

ELENCO COMPONENTI

Resistenze

R1	= 82 Ω
R2	= 82 Ω
R3	= 3,3 k Ω
R4	= 3,3 k Ω
R5	= 2,7 Ω
R6	= 220 Ω
R7	= 470 Ω
R8	= 560 Ω
R9	= 22 kΩ
R10	= 22 kΩ
R11	= 22 kΩ
R12	= 330Ω
R13	= 10 kΩ
R14 ÷	
R33	= 150 Ω 1/2 W

Condensatori

C1	= 0,01 μF
C2	= 0,01 μF
C3	= 0,1 μF
C4	= 0,1 μF
C5	= 22 μF tant.
C6	= 0,1 μF
C7	= 120 pF
C8	= 68 pF
C9	= 1000 μF
C10	= 100 μF
C11	= 10 μF tant.
C12	= 0,15 μF

Semiconduttori

Q1	= 4 MHz
Z1	= Zener 5,6 V. 1 W.
D1-D6	= 1N4007
D7-D8	= 1N4148
TR1	= BD135
IC1	= C556P.SAA1058
IC2	= N1082.SAA1070
LED-1	= Giallo
LED-2	= Verde
DL1	= CQY82B
DL2	= CQY82A
DL3	= CQY82A
DL5	= CQY82A

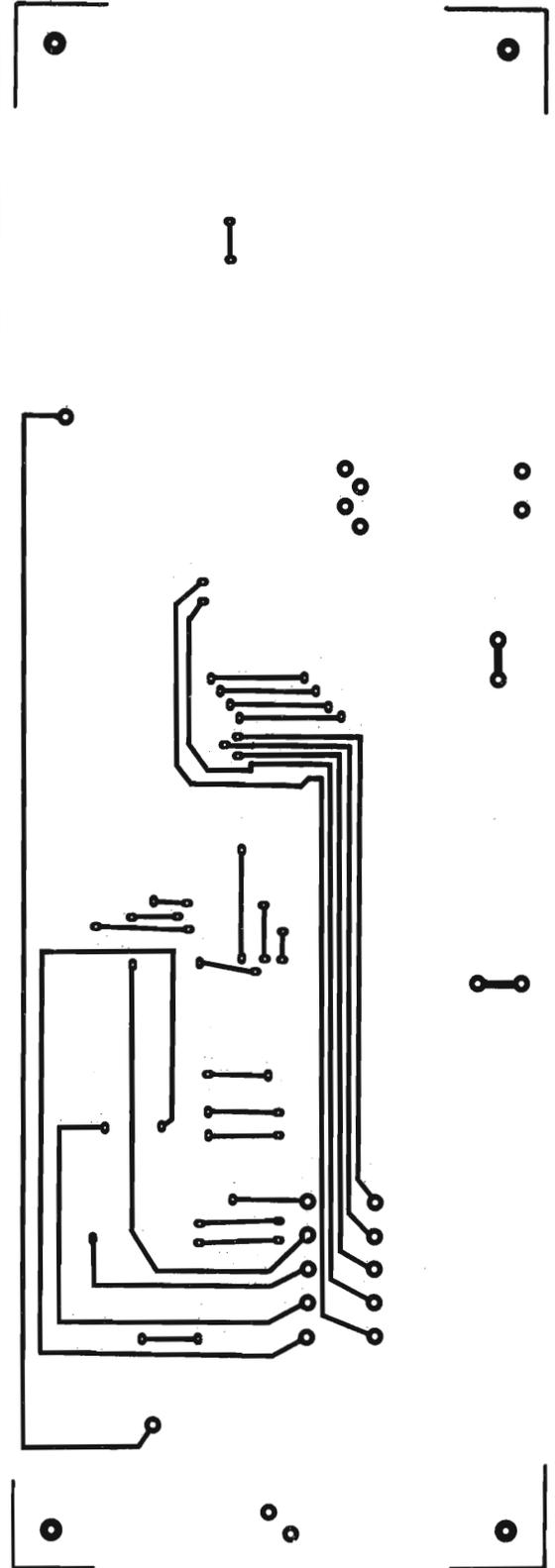



Fig. 5 - **Circuito stampato** *doppia faccia lato rame scala 1:1.*

Fig. 6 - **Lato componenti** *dello stampato doppio rame scala 1:1.*

periodi completi e precisamente dal periodo 5 al periodo 14. La presentazione (display) del valore esatto della frequenza del segnale d'ingresso avrà questo valore:

$$f - in = \frac{fm + f\ offset}{32}$$

nella quale:

$f - in$ = frequenza del segnale d'ingresso
$f - m$ = frequenza da misurare
$f - offset$ = valore della frequenza F.I. programmato.

In pratica, il segnale d'ingresso (f - in) è prelevato, come già detto, dall'oscillatore di un normale tuner AM/FM e diviso di frequenza per 32 (integrato C556 o SA1058)

La durata del tempo di conteggio dipende, come già accennato, dalla posizione del commutatore di gamma (WLC), vedi *tabella 4.* Anche il sistema di conteggio del contatore è controllato dal commutatore WLC; in questo modo, i «bit» del contatore si dispongono nella maniera più adatta a riprodurre la presentazione (Display) del valore corretto della frequenza. Il confronto tra il contenuto dei 16 bit più significativi del contatore ed il contenuto dei 16 bit del "latch" ha luogo durante il periodo 16 del ciclo operativo. Se i due contenuti non sono uguali in funzione con un contatore a due bit (contatore comparatore) comandato da un impulso di clock. Se i due contenuti sono uguali il comparatore "resetta" questo contatore. Nel successivo ciclo operativo il contatore comparatore riceve il secondo impulso di clock oppure "resetta" nel caso in cui sia stata riscontrata l'uguaglianza dei contenuti. Il comparatore riceve durante 3 cicli operativi, uno dopo l'altro, 3 impulsi di clock. Quando il comparatore dà questo segnale d'uscita, il contenuto del "LATCH" non è considerato valido agli effetti della frequenza da misurare, per cui il contatore dovrà caricare nuovamente il "latch" non contenuto diverso. In questa maniera tengono ridotti al minimo eventuali fenomeni di interferenza sul terminale d'ingresso della frequenza da misurare e fenomeni di incertezza di presentazione delle cifre LED (Jitter).

TAB. 3. Messa a punto del valore della F.I. / F M impiegata nel ricevitore

0 =nessun resistore; **1** = resistore da 22 kOhm collegato tra il relativo terminale ed il terminale 15.

SAA 1070 Terminale 20	23	24	27	F.I/F M Frequenze intermedie (MHz)
0	0	0	0	10,70
1	0	0	0	10,60
0	1	0	0	10,6125
1	1	0	0	10,625
0	0	1	0	10,6375
1	0	1	0	10,65
0	1	1	0	10,6625
1	1	1	0	10,675
0	0	0	1	10,6875
1	0	0	1	10,70
0	1	0	1	10,7125
1	1	0	1	10,725
0	0	1	1	10,7375
1	0	1	1	10,75
0	1	1	1	10,7625
1	1	1	1	10,775

Come già detto, la fase di caricamento del "latch" deve avvenire in corrispondenza del passaggio per lo zero del segnale duplex, dato che solo in questa maniera la commutazione dei segmenti LED può avvenire a potenza zero. Per ottenere ciò, il ciclo operativo viene fermato alla fine del periodo 16 solo nel caso in cui il comparatore dà un segnale d'uscita. Il successivo fianco negativo del segnale duplex riattiverà l'unità clock partendo dalla posizione in cui era stata bloccata. A questo punto, e precisamente nella posizione 18, il "latch" potrà essere caricato con il contenuto del contatore. Al termine di ogni ciclo operativo l'unità clock si blocca per una durata corrispondente al periodo 20. Il meccanismo di funzionamento descritto si rimetterà nuovamente in moto all'apparire del fianco negativo del primo impulso duplex. Prima di andare a pilotare gli stadi finali LED, il contenuto del "latch" dovrà essere decodificato e duplexato. Il decodificatore è realizzato in maniera che gli stadi finali e i vari segmenti delle cifre LED viene sfruttato sempre lo stesso cablaggio.

Il particolare valore del segnale F.I. (sia per ricevere AM che FM) è programmabile entro un'ampia gamma di valori.

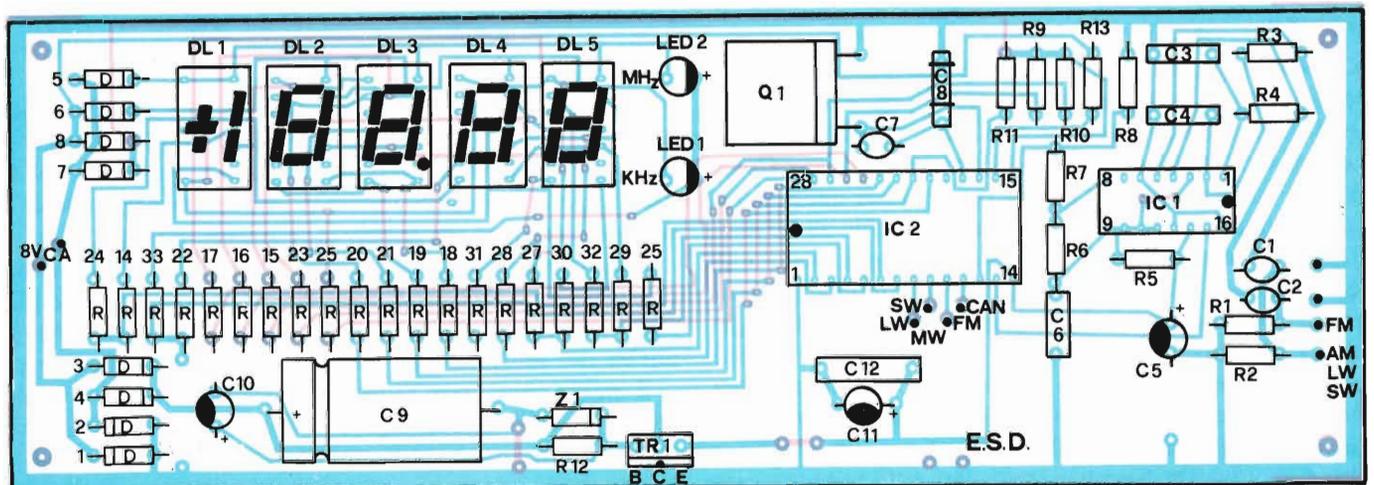



Fig. 7 - **Disposizione dei componenti** *sulla basetta stampata visibile alle figure 5 e 6. NB. Questo stampato è diverso da quello visibile nelle foto in quanto comprende anche la sezione dispaly.*

Ecco come appariva
il primo prototipo montante
i display in verticale realizzato presso l'EDS di Alcamo dal nostro collaboratore Filippo Pipitone.

La foto mostra una tipica applicazione *del "Computer digitale per ricevitori" ampiamente descritto in questo articolo.*

Caratteristiche del sistema di misura della frequenza	
- La tensione di alimentazione è una sola	
- Richiede solo due circuiti integrati	
- L'accoppiamento al tuner del ricevitore è passivo	
- La sensibilità d'ingresso è elevata	
- Non è richiesto alcun circuito pilota o decodificatore esterno	
- I segmenti dei LED sono attivi con sistema duplex (mezza simonda tensione di rete) e di conseguenza il sistema non produce segnali di interferenza	
- Assenza del fenomeno delle cifre LED per derive di poca entità dell'oscillatore locale	
- Risoluzione elevata:	
FM	: 0,05 MHz
Canale	: 0,1 MHz
Onde corte	: 5,0 kHz
Onde media/lunghe	: 1,0 kHz
- Possibilità di disattivare le cifre LED	
- Memorizzazione del valore di frequenza dell'emittente ricevuta.	

Montaggio

Come si vede nella *figura 7*, è visibile il disegno serigrafo del circuito dal lato componenti, mentre la *figura 5* illustra il circuito stampato in scala 1 : 1 dal lato rame, la *figura 6* riporta invece la pista superiore del circuito stampato. Come prima operazione di montaggio è consigliabile unire le due piste del circuito stampato con dei pezzetti di filo da 0,5 mm.

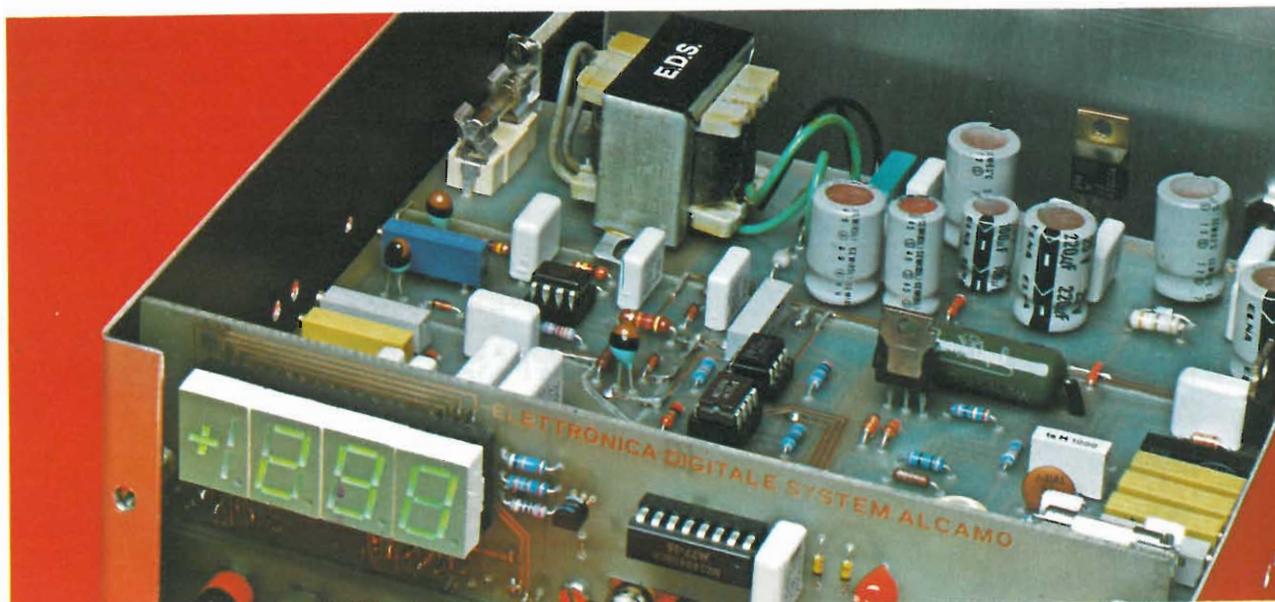
Dopo aver eseguito con cura questa operazione montate gli zoccoli per IC1 e IC2 e per DL1/DL5 poi montate le resistenze e i condensatori, ed infine il quarzo, finito il montaggio controllate tutto accuratamente e se tutto risulta a posto inserire negli appositi zoccoli i display, e i due circuiti integrati. Poi alimentate il circuito, i display dovranno illuminarsi immediatamente spostando il commutatore sulla posizione «FM» tutti i dispaly devono essere accesi su un numero a caso esempio 18955, posizionate il commutatore sul «canale» e si dovranno spegnere, i primi due display di sinistra e cioé la mezza cifra e quello accanto, inoltre si dovrà spegnere anche l'ultimo display, quindi rimarranno accesi il terzo e il quarto e in più rimarrà acceso il segno + o — della mezza cifra. Naturalmente su un numero a caso esempio + 37 o - 20 ecc. ecc. Continuando la verifica di funzionamento spostate il commutatore sulla posizione «LW/MW» devono rimanere accesi il 2° il 3° il 4° e il 5° display sempre su un numero a caso esempio 1205 o 2155 ecc. ecc.

Per ultimo selezionate il commutatore sulla posizione «SW» i display devono essere tutti accesi sempre su un numero a caso (12595) in quanto in assenza di segnale di ingresso il computer segna una frequenza a caso. Poi prendete un pezzetto di cavo schermato e saldatelo sull'ingresso FM quindi applicate all'uscita del cavo un LINK di una o due spire di filo smaltato di rame e inserite il LINK sul lato freddo della bobina dell'oscillatore FM del vostro ricevitore.

Accendete il ricevitore e spostate il commutatore del computer sulla posizione «FM» e come per magia vedrete immediatamente comparire la frequenza dell'emittente sintonizzata, ruotare la sintonia del ricevitore e accertarvi che copra l'intera gamma e cioé 88,00 MHz a 108,00 MHz. Fatta questa prova spostate il commutatore sulla posizione "canale" e dovrà coprirvi dal canale + 03 - (88,00 MHz) al canale + 70 (108,00 MHz). Ora preparate un altro pezzetto di cavo schermato e saldatelo all'altro ingresso che corrisponde a (LW - MW - SW).

Saldate all'altra estremità del cavo un condensatore ceramico da 1,5 o 3 pf quindi saldatelo all'oscillatore LW - o SW o MW sempre dal lato freddo, spostate il commutatore sul MW del computer e il commutatore del ricevitore pure su MW e vedrete comparire sui display la frequenza ricevuta.

Accertatevi anche in questo caso che copra l'intera gamma cioé 550 kHz a 1500 kHz. Naturalmente se c'è qualche differenza cioé vi copre da 560 a 1495 é chiaro che ritoccherete il nucleo dell'oscillatore per l'esatta centratura di frequenza.

È inutile continuare a ripetere lo stesso discorso che vale anche per LW (onde lunghe) e SW (onde corte). Naturalmente dovrete inserire un commutatore sul ricevitore tra le bobine delle onde medie corte e lunghe e l'ingresso MW-LW-SW del computer con questo concludo sperando di essere stato abbastanza chiaro.

Multimetro numerico da 3 cifre e 1/2

di Filippo Pipitone — 2ª Parte

Le caratteristiche principali, del "Multimetro Numerico Fenix 6001" si possono così riassumere:

— *Tensioni continue ed alternate:*
200 mV, 2 V, 20 V, 200 V, 1000 V fondo scala.

— *Correnti continue ed alternate:*
20 μA, 200 μA, 2 mA, 200 mA, 2 A fondo scala.

La precisione raggiunta in ogni portata risulta molto alta, considerando il funzionamento a temperatura ambiente, e cioé intorno ai 20/25 °C. Tale precisione alle condizioni precedentemente citate si può così riassumere:

— *Tensioni continue:* +/- 0,15%, per la portata 200 mV
+/- 0,25% per la portata 2 V
— *Tensioni alternate:* +/- 1%
— *Correnti continue:* +/- 1%
— *Correnti alternate:* +/- 1%
— *Resistenze:* +/- 0,5%.

La stabilità termica, si aggira intorno a +/- 0,004% per °C.

Circuito elettrico

La *figura 1* illustra lo schema elettrico completo del circuito d'ingresso; come si vede il partitore d'ingresso è formato dalle resistenze R2, R4, R6, R7, R9, e dai trimmer multigiri R3, R5, R8. Tale partitore non è altro che un divisore di tensione ristrutturato in modo da presentare all'uscita due valori di tensione di fondo scala, rispettivamente di 200 mV e 2 V, tali condizioni si ottengono in funzione della portata scelta. Il triac RC1 insieme agli zener Z1 e Z2, alla resistenza R1 e al condensatore C1, costituiscono un circuito di protezione elettronica per le portate DC - AC e OHM. Il compensatore C4 insieme ai condensatori C2 e C3 servono a migliorare la linearità nei confronti di tensioni sinusoidali, per frequenze che vanno da 50 a 15 kHz. Il circuito integrato IC1 (MC1403) insieme al circuito integrato IC2 (TIL 081), ai resistori R20, R21, R24, R26, ed al Trimmer R25, costituiscono il generatore di tensione e corrente costante per la misura di resistenze.

Tale misura avviene facendo passare una corrente costante attraverso la catena di resistenze del divisore d'ingresso e solo una parte di questo, che si trova collegato in serie con l'elemento RX da sottoporre a misura. La caduta di tensione che avviene su quest'ultimo (RX) viene paragonata al campione ottenendo il valore esatto della resistenza RX. Tale valore si presenta all'uscita del circuito d'ingresso sotto forma di tensione continua, con un valore stabilito dal selettore di portata e dal valore dell'elemento incognito RX. Il circuito integrato IC3 (TIL 081) costituisce il convertitore AC-DC e svolge una duplice funzione, quella di rettificare tensioni alternate in continue e correnti alternate in continue. Tale circuito è costituito dall'integrato IC3, un amplificatore operazionale ad alta impedenza (JFET), dai resistori R18, R19, R22, R23, R27, R28, dai condensatori C5, C6, C7, C8, C9, C10 e dai diodi D1, D2, D3, D4, D5. La resistenza R19 ha il compito di proteggere l'amplificatore operazionale da valori eccessivi.

ELENCO COMPONENTI

Resistori

R1 = 10 kΩ
R2 = 953 Ω1%
R3 = Trimmer multigiri 100 Ω
R4 = 100 Ω 1%
R5 = Trimmer multigiri 50 kΩ
R6 = 53,6 kΩ 1%
R7 = 41,2 MΩ 1%
R8 = Trimmer multigiri 1 MΩ
R9 = 9,09 MΩ 1%
R10 = 9,53 kΩ 1%
R11 = Trimmer multigiri 1 kΩ
R12 = 107 Ω 1%
R13 = 1,5 kΩ
R14 = Trimmer multigiri 1 kΩ
R15 = 0,9 Ω 5 W.-1%
R16 = 10 kΩ
R17 = Trimmer multigiri 500 Ω
R18 = 1,91 kΩ 1%
R19 = 47 kΩ
R20 = 8,25 kΩ 1%
R21 = 1 MΩ
R22 = 100 kΩ
R23 = 100 kΩ
R24 = 2050 Ω 1%
R25 = Trimmer multigiri 100 kΩ
R26 = 5,1 kΩ 1%
R27 = 3,24 kΩ 1%
R28 = 10 kΩ
R29 = 470 kΩ
R30 = 100 kΩ
R31 = Trimmer multigiri 100 kΩ
R32 = 4,7 kΩ
R33 = 100 kΩ
R34 = Trimmer multigiri 10 kΩ
R35 = 1 MΩ
R36 = 470 kΩ
R37 = 1 MΩ
R38 = 470 Ω
R39 = 4,7 kΩ
R40 = 150 Ω
R41 = 1,2 kΩ
R42 = 470 Ω

Condensatori

C1 = 0,082 µF
C2 = 1 nF
C3 = 27 pF-500VL (NPO)
C4 = Comp. 6 - 40 pF
C5 = 0,22 µF
C6 = 10 µF Elettr. 16 VL
C7 = 10 nF
C8 = 10 nF
C9 = 10 µF Elettr. 16 VL
C10 = 10 µF Elettr. 16 VL
C11 = 100 pF
C12 = 0,1 µF
C13 = 10 nF
C14 = 0,22 µF - Polipropilene
C15 = 0,47 µF
C16 = 47 nF
C17 = 10 nF
C18 = 10 nF
C19 = 1000 µF Elettr. 25 VL
C20 = 470 µF Elettr. 25 VL
C21 = 100 µF Elettr. 25 VL
C22 = 0,12 µF
C23 = 0,12 µF
C24 = 100 µF Elettr. 25 VL
C25 = 100 µF Elettr. 25 VL
C26 = 0,22 µF
C27 = 0,22 µF
C28 = 470 µF Elettr. 25 VL
C29 = 470 µF Elettr. 25 VL
C30 = 0,047 µF
C31 = 15 µF Elettr. Tantalio 15 VL

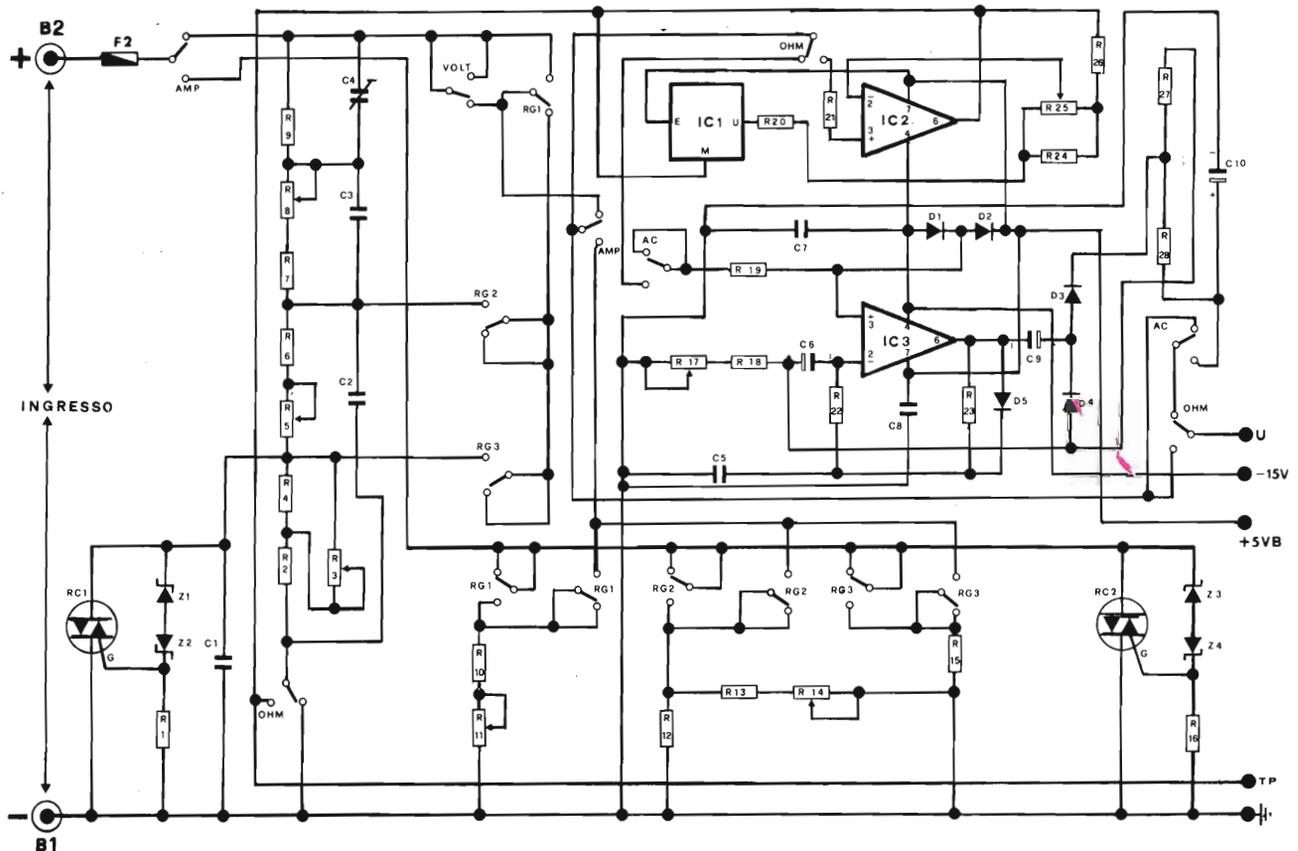



Fig. 1 - **Schema elettrico** *del circuito di ingresso.*

Semiconduttori

D1-D2 D3-D4 D5-D9 D10	= 1N41148
D6-D7-D8	= 1N4007
Z1.Z4	= Zener 9,1 V. 1 W.
Z5	= Zener 15 V. 1 W.
Z6	= Zener 5,1 V. 1 W.
TR1	= BC 338
RC1-RC2	= Triac 50 V. 6 A.
IC1	= TIL 081
IC2	= TIL 081
IC3	= MC 1403
IC4	= ICL 7107CP/ICL 7107
IC5	= MC 14049
IC6	= MC 7805
PD1	= B40-C3000
T1	= Trasf. P. 220 V. - S 9 V. - S 12 V.Potenza 10 VA
DL1	= HA1142 G Siemens
DL2-DL4	= HA1141 G Siemens
F1	= Fuse 315 mA rapido
F2	= Fuse 2 A rapido
RG1-RG2-RG3	= Tastiera 4 Vie 3 tasti dipendenti
OHM-AMP.-VOLT	= Tastiera 4 Vie 3 tasti dipendenti
X10	= Tasto 6 Vie 1 tasto dipendente
AC	= Tastiera 2 Vie 1 tasto indipendente
ON	= Tastiera 2 Vie 1 tasto indipendente
B1	= Boccola da pannello - nera
B2	= Boccola da pannello - rossa

La calibrazione dell'intero convertitore avviene per mezzo del trimmer multigiri R17. Le resistenze R10, R12, R13, R15, insieme ai trimmer R11, R14 costituiscono gli elementi per misure di correnti DC-AC. Il "triac" RC2, i diodi zener Z3, Z4, e la resistenza R16, costituiscono il circuito di protezione elettronica, per le sole portate in corrente, che vanno da un minimo di 10 μA ad un massimo di 100 mA, mentre per la portata 2 A, l'elemento di protezione è costituito dal fusibile F2. L'intero circuito d'ingresso per il suo corretto funzionamento, necessita di una massa comune, di un - 15 V e di un + 5 VB. L'entrata del convertitore, fa capo tra la massa (boccola -) ed il fusibile F2 (boccola +). Mentre l'uscita si trova sul punto "U". Il punto "TP" verrà utilizzato durante la fase di messa a punto dello strumento.

Convertitore analogico digitale 3 1/2

La *figura 2* illustra il circuito elettrico completo del "convertitore analogico digitale". Come si vede dalla stessa, il cuore di tutto il circuito è senza alcun dubbio il circuito integrato IC4 (ICL 7107CP), che appartiene alla categoria dei circuiti integrati a raffinata tecnologia "LSI" LARGE SCALA INTEGRATED. Tale dispositivo a 40 piedini, dispone internamente di un indicatore di polarità, di un indicatore di fuori scala, ed azzerando automaticamente i puntali anche in presenza di un sovraccarico molto elevato, non si danneggia. Sfrutta la ben nota tecnica a "doppia rampa", ed in più è munito di un'alta reiezione al rumore, compresi campi elettromagnetici dispersi, risultando lineare su tutta la scala di misura. Per il suo funzionamento necessita soltanto di due

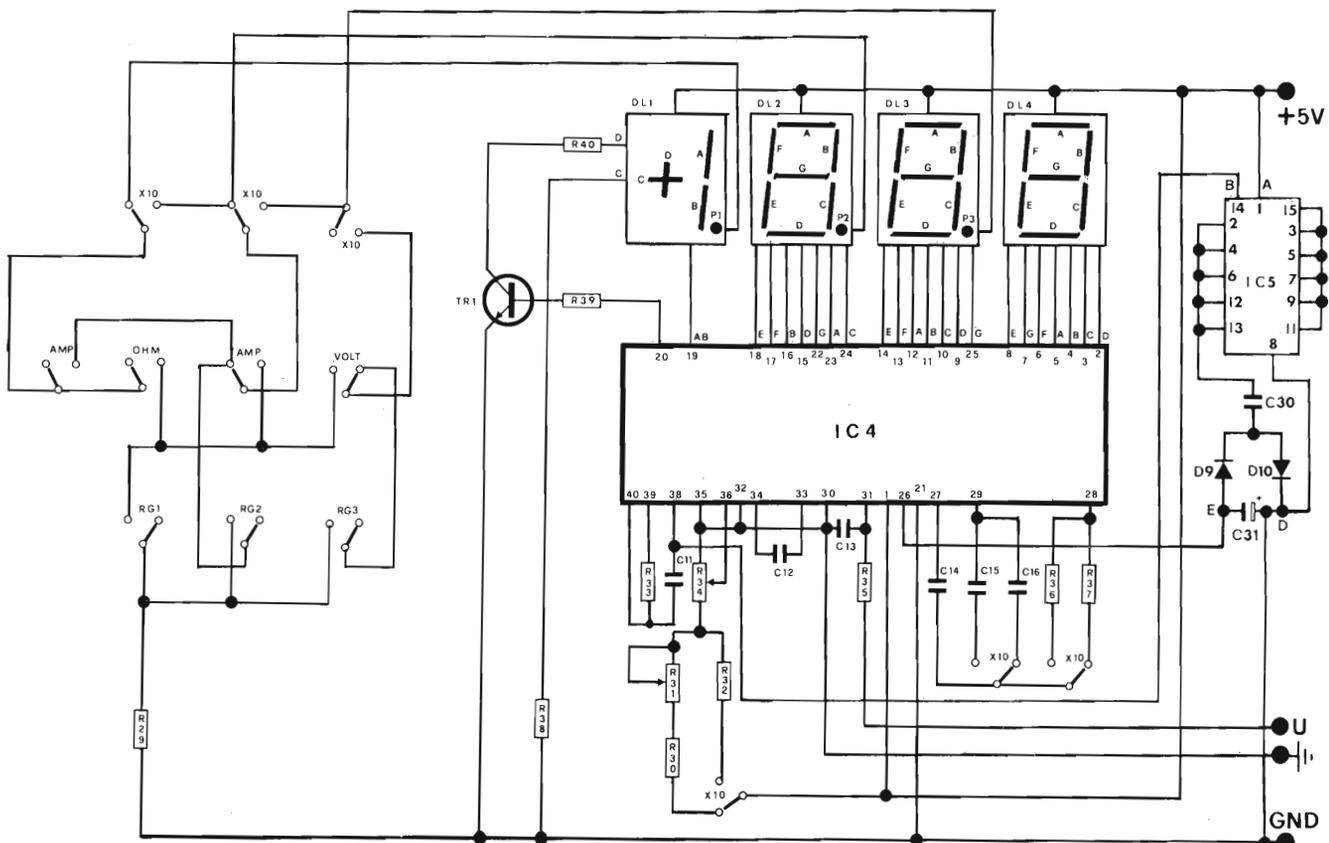



Fig. 2 - **Circuito relativo** *al "convertitore analogico digitale".*

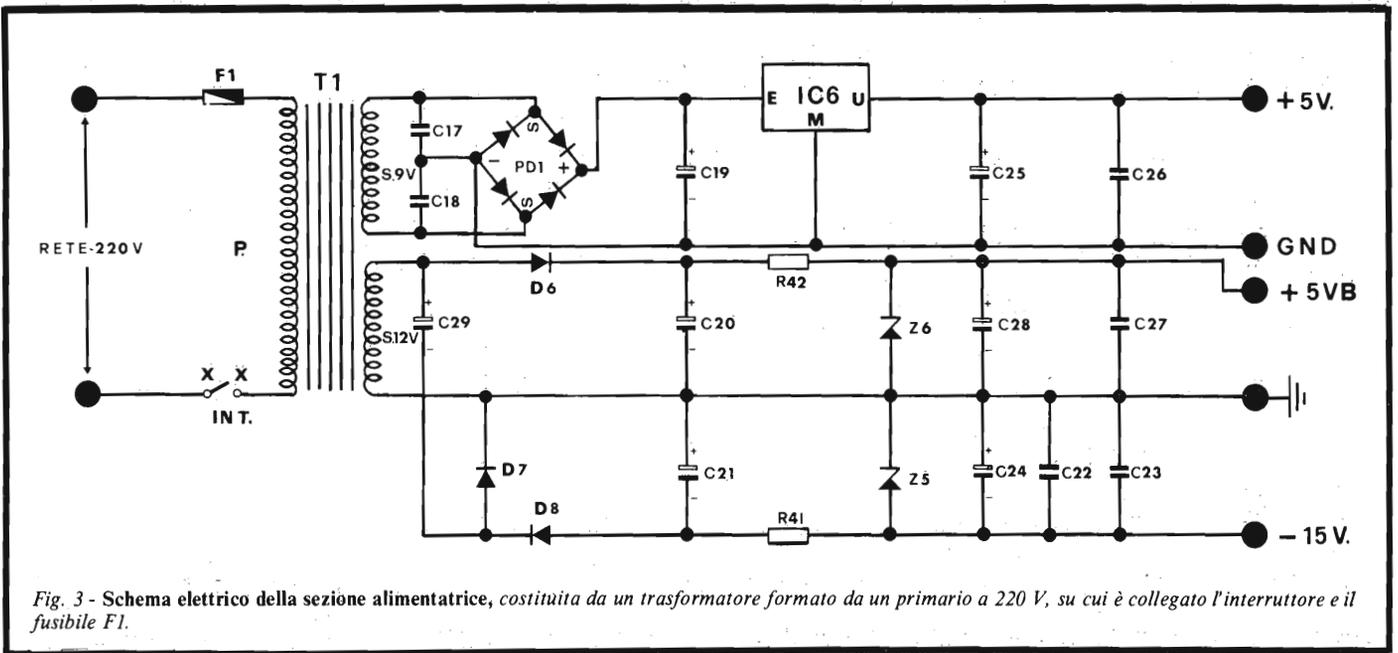



Fig. 3 - **Schema elettrico della sezione alimentatrice,** *costituita da un trasformatore formato da un primario a 220 V, su cui è collegato l'interruttore e il fusibile F1.*

tensioni, un - 5 V, ed un + 5 V. Vediamo ora di esaminare la nostra applicazione specifica, per il progetto "Fenix 6001".

Come si vede dal circuito elettrico di fig. 2, l'intero convertitore funziona soltanto con una tensione di + 5 V: tutto questo grazie al circuito integrato IC5 (MC 14049) che insieme al condensatore C30, ai diodi D9, D10 ed al condensatore elettrolitico C31, forma il "generatore di tensione negativa (-5 V), facilitando così l'impiego con una singola tensione di + 5 V. Il gruppo RC, collegato sui piedini 38 e 39 di IC4, costituiscono il clock, regolato a 48 kHz. I trimmer R31, R34, assieme ai resistori R30, R32, ci assicurano, per mezzo del commutatore X10, le due tensioni di riferimento, rispettivamente di 100 mV e 1 V, sfruttando così, la tensione di riferimento che si trova all'interno del chip. I due trimmer R31, R34, servono appunto a calibrare le tensioni suddette. Il condensatore C14, serve per l'autozero. Il condensatore C13 e la resistenza R35,

40 Pin Plastic Dual-In-Line Package

40 Pin Ceramic Dual-In-Line Package

(+) SUPPLY 1 — 40 OSC. 1
D (UNITS) 2 — 39 OSC. 2
C (UNITS) 3 — 38 OSC. 3
B (UNITS) 4 — 37 TEST
A (UNITS) 5 — 36 REF HI
F (UNITS) 6 — 35 REF LO
G (UNITS) 7 — 34 + REF. CAP.
E (UNITS) 8 — 33 - REF. CAP.
D (TENS) 9 — 32 COMMON
C (TENS) 10 — 31 INPUT HI
B (TENS) 11 — 30 INPUT LO
A (TENS) 12 — 29 AUTO-ZERO
F (TENS) 13 — 28 BUFFER
E (TENS) 14 — 27 INTEGRATOR
D (100's) 15 — 26 (-) SUPPLY
B (100's) 16 — 25 G (TENS)
F (100's) 17 — 24 C (100's)
E (100's) 18 — 23 A (100's)
AB (1000) 19 — 22 G (100's)
POLARITY (MINUS) 20 — 21 BACKPLANE (7106) / DIGITAL GND (7107)

7106 LCD
7107 LED

HA 1141

f g a b A
10 9 8 7 6
1 2 3 4 5
e d c dp A

A = anodo comune

HA 1142

A_2 a A_1
10 9 8 7 6
1 2 3 4 5
c d b dp A_1

A_1 = anodo comune a, b, dp;
A_2 = anodo comune c, d

Fig. 4 - **Zoccolatura e predisposizione dei piedini dell'integrato ICL 7107,** *nonchè gli zoccoli relativi ai display HA1141, e HA1142, visti di fronte, cioè dal lato cifre.*

costituiscono un filtro di protezione, per l'IC, da segnali ad alta o bassa frequenza, che potrebbero sovrapporsi alla tensione continua falsando così, le misure. I condensatori C15, ed i resistori R36, R37, formano la rete di integrazione del "convertitore analogico digitale" e fissano appunto, tramite il commutatore X10, il valore d'ingresso di 100 mV e 1 V del convertitore.

Il transistore TR1 (BC338) ha la funzione di visualizzare il segno + o - a seconda della polarità presente in ingresso, spegnendo il segmento D del display DL1, manifestando appunto l'altra fase di polarità, cioé il segno -. Ad es., se noi inviamo una tensione positiva, di 100 mV, tra la massa e l'ingresso (punto "U") leggeremo sui 4 display, + 100.0 mV; se invertiamo tale tensione leggeremo in uscita - 100.0 mV; questo significa che l'indicatore di polarità funziona correttamente. I punti contenuti nei display DL1, DL2, DL3, vengono spostati per mezzo dei commutatori a tastiera funzioni-portate.

Alimentazione stabilizzata del "Fenix 6001"

In *figura 3* viene illustrato lo schema elettrico completo dell'intero alimentatore. Come si vede, esso è costituito dal trasformatore T1, formato da un primario a 220 V, su cui è collegato l'interruttore ed il fusibile F1 e da due secondari, rispettivamente il primo di 9 Vca. e l'altro di 12 Vca. Il secondario a 9 V è collegato al ponte di diodi PD1 che ha la funzione di raddrizzare le due semionde (+ e -), mentre i condensatori C17 e C18, costituiscono un filtro, contro eventuali disturbi causati sulla rete. La tensione da PD1 viene applicata al condensatore elettrolitico C19, che ha funzione di filtrare la tensione presente all'uscita di PD1. Il punto + di C19 e di PD1, è collegato all'entrata del circuito integrato IC6 (MC7805) appartenente alla categoria dei regolatori di tensioni stabilizzate di + 5 V, che viene ulteriormente filtrata e livellata dai condensatori C25, C26.

Tale tensione serve per alimentare esclusivamente il "convertitore analogico digitale", e come si vede, il punto GND rappresenta il negativo di tale circuito e non ha nulla a che vedere con la massa dell'intero strumento. Il secondario a 12 Vca. viene applicato al diodo D6 ed al positivo del condensatore C29 da un capo, mentre dall'altro viene collegato direttamente a massa. Sull'uscita di D6 otteniamo una tensione pulsante filtrata dal condensatore C20 ed applicata alla resistenza R42, che costituisce il resistore di carico del diodo zener Z6, sul cui polo positivo fanno capo i condensatori C27, C28.

Il negativo del condensatore elettrolitico C29 è collegato ai diodi D7, D8, dalla cui uscita otteniamo una tensione negativa, rispetto alla massa, che viene filtrata dal condensatore elettrolitico C21. La resistenza R41 costituisce il carico del diodo zener Z5, sulla cui uscita è presente una tensione negativa di - 15 V. I condensatori C24, C22, C23, hanno la funzione di livellare tale tensione. Il + 5 VB ed il - 15 V, rispetto alla massa, costituiscono, l'alimentazione del circuito d'ingresso. Nella *figura 4* viene illustrato rispettivamente la zoccolatura, nonché la predisposizione dei piedini del circuito integrato IC4 (ICL7107 CP); inoltre sono illustrati gli zoccoli relativi ai display HA 1141, e HA 1142, visti di fronte, cioé dal lato cifra.

ikebana micro hi·fi

SINTONIZZATORE STEREO FM mod. UK 543 W

Gamma di frequenza: 87, 5 ÷ 108 MHz
Sensibilità: 2,5 μV (S/N = 30 dB)
Frequenza intermedia: 10,7 MHz
Banda passante a -3 dB: 240 kHz
Impedenza d'ingresso: 75 Ω
Impedenza d'uscita: 12 kΩ
Livello d'uscita (a 100 μV/75 kHz dev.): 220 mV
Distorsione armonica: 0,5%
Separazione stereo FM: 30 dB (1000 Hz)
Risposta in frequenza: 30 ÷ 1200 Hz ± 1 dB
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz
SM/1543-07

PREAMPLIFICATORE STEREO mod. UK 531 W

Guadagno: 8 dB Regolazione toni: ± 15 dB
Rapporto S/N: 70 dB
Impedenza/Sensibilità ing. phono: 47 kΩ/3mV
Impedenza/Sensibilità ing. tuner e tape: 45 kΩ/95 mV
Impedenza d'uscita: 2000 Ω
Distorsione ing. phono: 0,3%
Distorsione ing. tuner e tape: 0,1%
Livello uscita tape: 10 mV
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz.
SM/1531-07

AMPLIFICATORE DI POTENZA STEREO mod. UK 537 W

Potenza d'uscita musicale: 36 W
Potenza d'uscita per canale (dist. 1%): 18 W (4 Ω)
Impedenza d'uscita: 4 - 8 Ω
Impedenza d'ingresso: 100 kΩ
Sensibilità d'ingresso: 200 mV
Risposta in frequenza a 3 dB: 25 ÷ 40000 Hz
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz
SM/1537-07

DIFFUSORE ACUSTICO mod. UK 806 W

Altoparlante a doppio cono ad alta efficienza
Diametro: 160 mm
Potenza di picco: 20 W Risposta in frequenza: da 60 Hz a 18000 Hz
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 260 x 190 x 155 mm
SM/1806-07

Analisi della registrazione magnetica

di Domenico Serafini - Seconda parte

Dopo aver analizzato la testina magnetica ed il nastro magnetico e, a seguito di quanto detto nel numero precedente, passiamo ora alla descrizione della registrazione magnetica in modo semplice, e pratico.

In base a quanto detto è anche chiaro che per immagazzinare un segnale elettrico in un nucleo o base magnetica occorre:
a) un elettromagnete (o testina magnetica) atto a trasdurre segnali elettrici in campi magnetici.
b) un mezzo (nastro) atto ad immagazzinare o registrare il campo magnetico.

La testina trasduttrice, com'è noto, non è altro che un elettromagnete, cioè una bobina associata ad un circuito magnetico aperto (con traferro) di bassissima rimanenza, questo vuol dire che si magnetizza solo in presenza di una corrente elettrica o si elettrizza in presenza di sostanze elettromagnetiche che gli passano davanti.

Il nastro è il supporto per un materiale ferromagnetico caratterizzato da un'alta coercività, cioè la capacità di conservare la magnetizzazione impressagli.

La registrazione magnetica

Affinchè il campo magnetico, derivato da un segnale elettrico prodotto da una condizione fisica (suono immagine), possa essere immagazzinato su di un nastro magnetico per quindi essere rilevato (usato) a piacimento, è necessario che il campo magnetico non influenzi sempre la stessa porzione del nastro. Ciò significa che attraverso il traferro della testina magnetica (a) deve passare materiale magnetizzabile sempre nuovo (b).

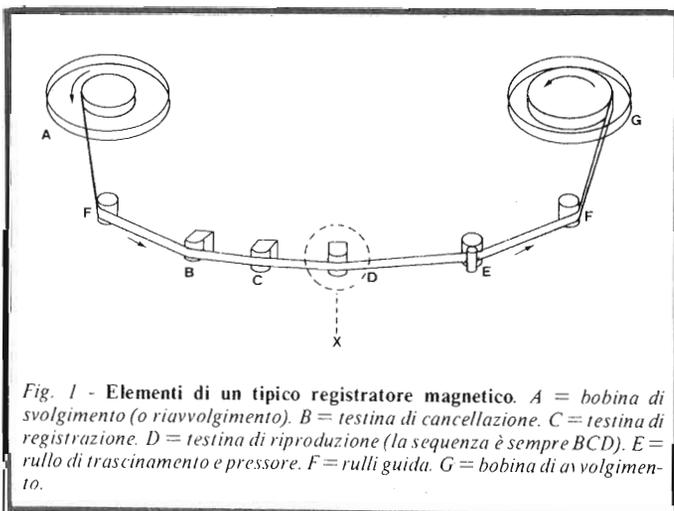



Fig. 1 - **Elementi di un tipico registratore magnetico.** *A = bobina di svolgimento (o riavvolgimento). B = testina di cancellazione. C = testina di registrazione. D = testina di riproduzione (la sequenza è sempre BCD). E = rullo di trascinamento e pressore. F = rulli guida. G = bobina di avvolgimento.*

In altre parole, affinchè i segnali registrati non si "accavallino" causando riproduzioni irreali, per ogni singolo mutamento del segnale elettrico, da immagazzinare il campo magnetico derivatore, dovrebbe agire su di una nuova zona del nastro.

Ciò vuol dire che è necessario muovere uno dei due elementi (a o b), dal principio si è trovato conveniente far muovere il nastro facendo restare fissa la testina trasduttrice.

Da quanto esposto è facile comprendere che la velocità di scorrimento del nastro durante la registrazione deve essere identica a quella durante la riproduzione. Variazioni di velocità si traducono in riproduzioni non fedeli al segnale originale.

Affinchè la velocità del nastro sia il più costante possibile è necessario che il complesso meccanismo di trasporto sia il più efficiente possibile. Affinchè possa registrare fedelmente, il nastro deve essere o ad uno stato neutro (demagnetizzato) o saturo. È indispensabile, quindi, che la testina di registrazione venga preceduta da un magnete permanente opportunamente schermato, o un elettromagnete.

Nei primi registratori il magnete permanente veniva impiegato per saturare in modo uniforme ed unidirezionale il nucleo ferromagnetico, la testina di registrazione, in seguito, provvedeva a magnetizzarlo in modo quasi proporzionale al livello audio.

È preferibile, comunque , che il campo magnetico di cancellazione non sia continuo (in quanto, a causa delle rimanenze, causerebbe dei rumori di fondo), bensì alternato.

Il moderno metodo di cancellazione consiste nel far passare il nastro precedentemente magnetizzato (pre-registrato) attraverso un campo magnetico ad alta frequenza il quale prima aumenta e quindi diminuisce d'intensità. Le successive alternanze sono fatte in modo da essere ridotte a zero quando la sezione del nastro lascia la zona d'influenza, della testina il

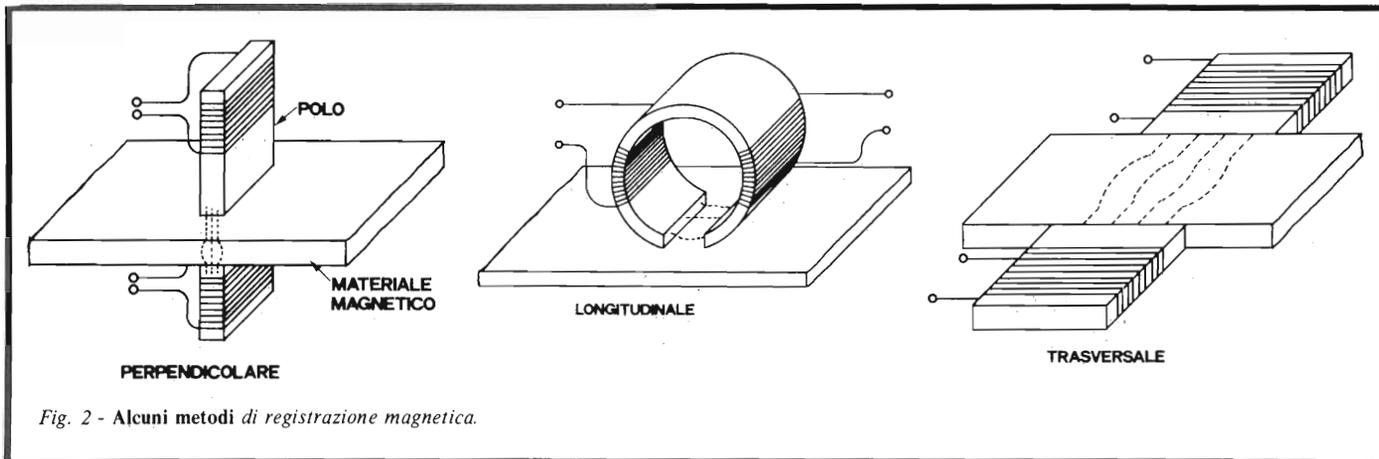



Fig. 2 - **Alcuni metodi** *di registrazione magnetica.*

risultato è un nastro con magnetizzazione zero.

Recenti prove hanno stabilito che subito dopo la cancellazione, il nastro riacquista una piccola porzione della magnettizzazione, a tale scopo vengono impiegate testine di cancellazione a due traferri assicurando così una doppia demagnetizzazione. In base a quanto detto il registratore magnetico prende l'aspetto indicato in *figura 1*.

"A" rappresenta la bobina di svolgimento e "G" quella d'avvolgimento, la freccia indica il senso di svolgimento o la direzione di movimento del nastro, "B" è la testina di cancellazione, "C" quella di registrazione e "D" quella di riproduzione. "E" rappresenta il rullo di trascinamento ed il pressore, mentre "F" sono i rulli guida.

Applicando un segnale elettrico ai capi della testina di registrazione ("C" di *figura 1*) questo genera un campo il cui circuito magnetico, essendo tiroidale, si chiude su se stesso attraversando il traferro.

Se davanti al traferro vi fosse presente il nastro magnetico, il campo magnetico (generato dal segnale elettrico da registrare), preferirebbe attraversare il nastro e non il traferro in quanto questo contiene particelle ferromagnetiche molto più permeabili dello spazio d'aria intraferrico.

Questo campo magnetizzante, proporzionale al segnale da registrare, provoca nel nastro magnetico, in base al processo d'isteresi, una magnetizzazione, parte della quale rimane come magnetizzazione residua quando il nastro scorre via dal campo magnetizzante.

Naturalmente il nastro magnetico non deve necessariamente passare di fronte al traferro, ma può assumere altre posizioni che dipendono dalla relazione tra la direzione del campo magnetico ed il movimento del nastro.

Quando queste due direzioni coincidono tra loro, il processo è conosciuto come "registrazione longitudinale", ampiamente citata negli esempi esposti. Se la direzione del campo magnetico è perpendicolare a quella del nastro, la registrazione viene chiamata "trasversale", mentre quando la direzione del campo è perpendicolare non solo alla direzione del nastro, ma anche al piano, viene chiamata perpendicolare. (*Figura 2*).

La registrazione o scansione longitudinale è comunemente usata nei magnetofoni, questa può essere ottenuta con tre tipi di trasduttori: ad anello, ad un polo e a due poli. La testina ad anello è quella comunemente impiegata.

La registrazione trasversale venne usata nei primi videoregistratori, oggi si preferisce impiegare alcune sue varianti.

La scansione perpendicolare fu impiegata nei primi audioregistratori, attualmente la si preferisce in apparati professionali atti a aregistrare segnali a basse frequenze.

Per comprendere a fondo come il nastro viene magnetizza-

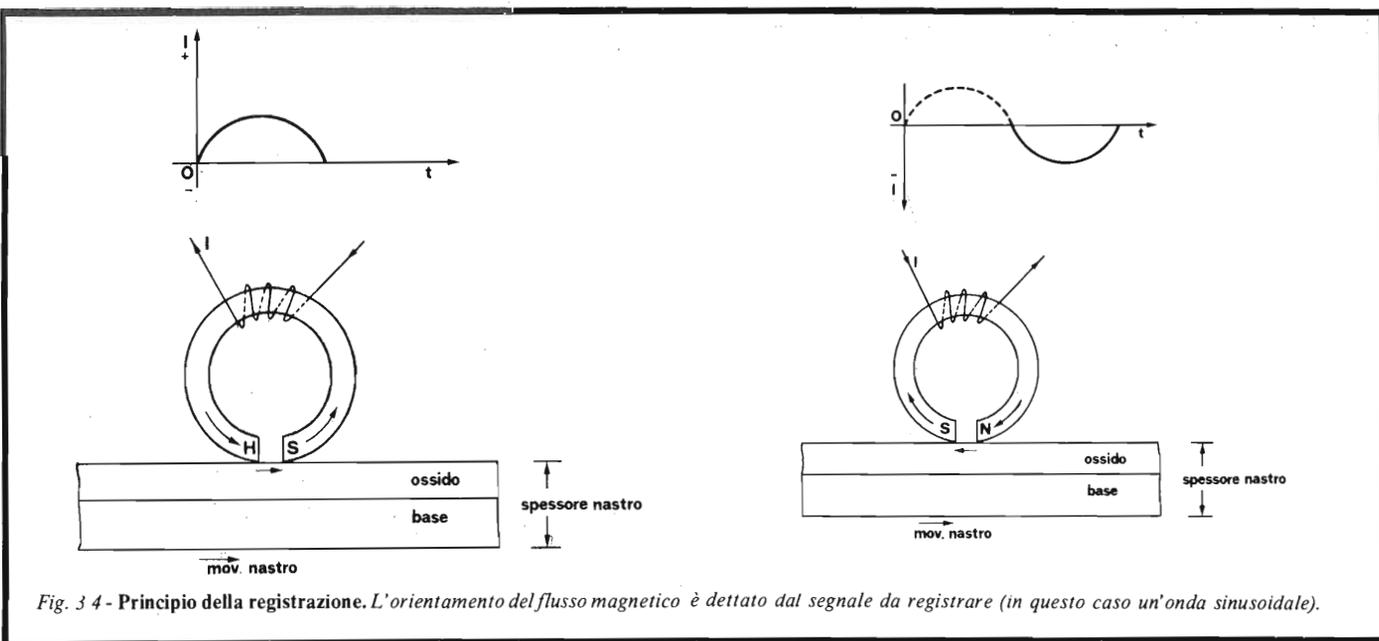



Fig. 3 4 - **Principio della registrazione.** *L'orientamento del flusso magnetico è dettato dal segnale da registrare (in questo caso un'onda sinusoidale).*

to e come la magnetizzazione viene in seguito ricuperata, faremo uso di una corrente magnetizzante perfettamente sinusoidale in un sistema di registrazione longitudinale.

Durante la semionda positiva, la corrente rende la testina elettromagnetica polarizzata in modo che il flusso magnetico entri con la corrente.

In questo caso le particelle ferromagnetiche (indicate con le frecce) presenti nel nastro si orientano con la direzione del campo. (*Figura 3*).

Nella semionda negativa la corrente s'inverte, di conseguenza il campo magnetico e quindi la magnetizzazione cambia verso (*Figura 4*).

Ai massimi picchi di tale corrente il campo magnetico indotto, e quindi la magnetizzazione del nastro, raggiunge la massima intensità. Quando la corrente raggiunge i punti nulli, il campo magnetico indotto ha anch'esso un'intensità nulla, pertanto il nastro non viene magnetizzato. Durante il passaggio della massima corrente a quella nulla, il nastro subisce uno spostamento, come risultato si hanno delle barre magnetiche verticali e formate da particelle ferromagnetiche orizzontali orientate a seconda del verso della corrente. (*Figura 5*).

Per una frequenza della corrente di magnetizzazione di 10 cicli al secondo, il nastro (per il fatto che ogni ciclo consiste di due picchi) dovrebbe immagazzinare 20 barre in un secondo.

La distanza "d" (nel particolare "A" di *figura 5* "d" è stato esagerato) e larghezza "L" delle barre magnetiche dipende dalla velocità di scorrimento del nastro e dalla frequenza della corrente magnetizzante.

$$L = \frac{V\ (cm/sec)}{2f\ (Hz)} = in\ cm$$

Il numero dei domini orientati nelle barre magnetiche dipende dall'intensità istantanea I della corrente magnetizzante (particolare "B" di *figura 5*).

Durante la riproduzione il nastro magnetizzato, muovendosi davanti alla testina elettromagnetica, induce una f.e.m. proporzionale alla variazione del campo induttore.

Il tratto di nastro (o barra) che presenta la massima intensità magnetica, non produce una sufficiente variazione di campo, pertanto la f.e.m. indotta è minima. Passando dalla zona in cui il campo ha un certo valore, a quella in cui il campo s'inverte di polarità, si ha una variazione massima, di conseguenza la f.e.m, indotta sull'elettromagnete è massima. (*Figura 6*).

Se la velocità di movimento del nastro nella riproduzione è identica a quella durante la registrazione, il segnale (v) ricavatone conserva la stessa frequenza e fase di quello originale.

Dallo studio dei concetti fondamentali del magnetismo sappiamo che un nucleo ferromagnetico non viene magnetizzato in modo lineare, ma secondo stati di rimanenza del materiale magnetico e non dallo stato di magnetizzazione al momento della registrazione. Ciò significa una correlazione non lineare fra la registrazione e la riproduzione, ossia una distorsione. Il tipo di registrazione sino ad ora citato negli esempi è chiamata "diretta", questa può essere impiegata dove la forma risultante del segnale riprodotto non ha una particolare importanza, cioè in registrazioni di dati digitali o segnali modulati in frequenza. Le sopracitate distorsioni, comunque, rendono impossibile una fedele riproduzione acustica (analogica) in quanto questa è caratterizzata dalle variazioni d'ampiezza.

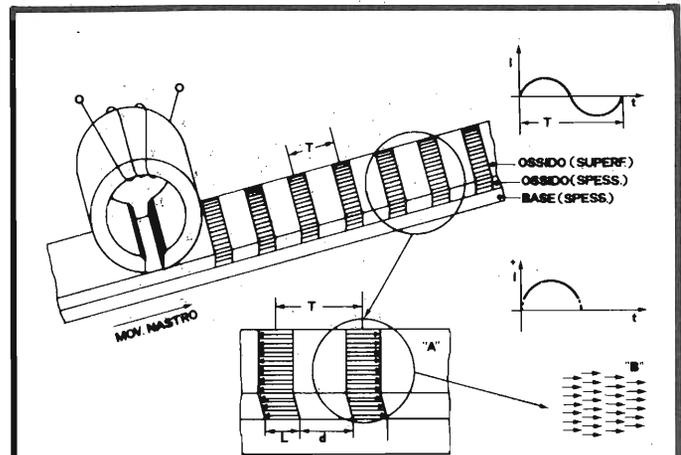



Fig. 5 - **Analisi della traccia magnetica.** *"d" distanza tra le tracce. L = larghezza della traccia. B = domini orientati.*

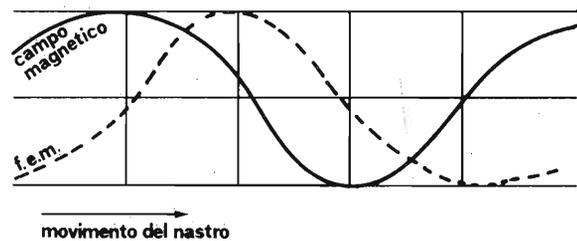



Fig. 6 - **Principio** *della riproduzione magnetica.*

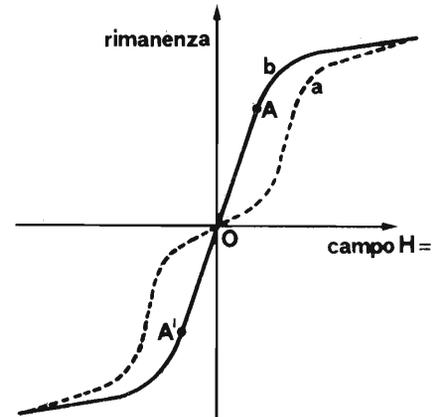



Fig. 7 - **Effetto della polarizzazione** *c.c. sulla curva d'isteresi.*

Per rimediare a ciò si è introdotta la polarizzazione a c.c., (o pre-magnetizzazione c.c.), cioè al segnale da registrare si è aggiunta una corrente continua la quale fa in modo da rendere la curva d'isteresi sufficientemente lineare, tale da rendere la registrazione e quindi la riproduzione molto più accurata.

L'effetto del campo magnetico prodotto dalla c.c., sommato con quello c.a. del segnale da registrare, produce una curva che agisce in modo contrario a quella d'isteresi, pertanto detta "anisterica". (*Figura 7*).

Con l'aumento della porzione lineare della curva di rimanenza (tratto OA) è possibile trasducere linearmente un segnale di maggior ampiezza, con un conseguente miglioramento della riproduzione. (*Figura 8*).

Questo metodo, seppur riduce la distorsione, non la elimina completamente, inoltre introduce un inerente segnale spu-

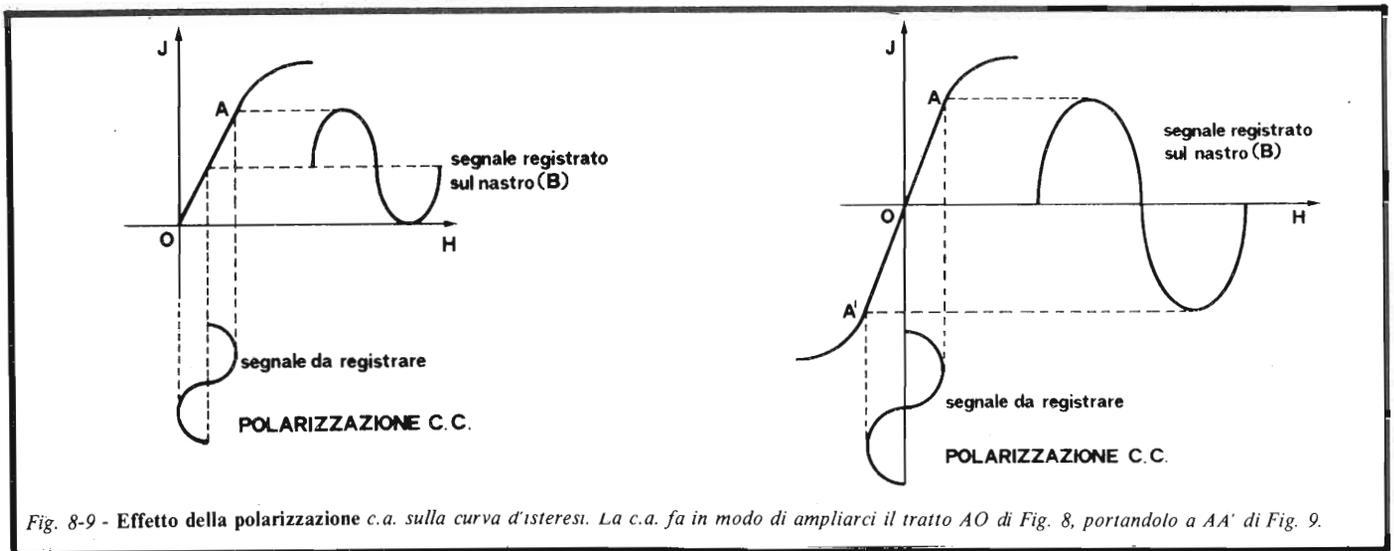



Fig. 8-9 - **Effetto della polarizzazione** *c.a. sulla curva d'isteresi. La c.a. fa in modo di ampliarci il tratto AO di Fig. 8, portandolo a AA' di Fig. 9.*

rio (rumore).

Esperienze pratiche hanno provato che non è possibile aumentare la porzione lineare OA della curva di rimanenza, questa, comunque, può essere ampliata impiegando il tratto OA'. (*Figura 9*).

Per ottenere ciò è necessario una corrente la cui polarità cambi in modo sistematico, cioè una corrente alternata. (*Figura 9*).

Tale polarizzazione a c.a. deve necessariamente essere fatta con una corrente la cui frequenza sia sopra il livello dell'udibilità umana. La polarizzazione c.a. elimina le limitazioni incontrate nella polarizzazione c.c. pur conservandone i vantaggi.

Come noto l'intensità del campo magnetico prodotto dalla testina di registrazione dipende dall'intensità della corrente magnetizzante, questa, comunque, non è costante in tutti i punti della porzione ferromagnetica del nastro, ma diminuisce con l'aumentare dello spessore.

In queste condizioni, durante la registrazione di un segnale complesso, la porzione del segnale con un'intensità non sufficiente a penetrare a fondo lo strato ferromagnetico, si "perde" nel nastro in quanto la parte non magnetizzata interna indebolisce quella magnetizzata esterna.

Per evitare ciò si dovrebbe fare in modo che il campo magnetico, prima di chiudersi su se stesso, venga attratto da un polo posto nella parte opposta del nastro in modo che il campo magnetico lo possa attraversare e di conseguenza magnetizzarlo a fondo. (*Figura 10*).

Il campo magnetico, naturalmente, dovrebbe essere prodotto da una corrente al alta frequenza, non udibile.

Il metodo sopra illustrato, comunque, è difficile da realizzarsi in quanto richiede una estrema accuratezza e laboriosità, per semplificarlo si fa impiego della testina di cancellazione, cioè si fa in modo che la relativamente intensa forza magnetica prodotta dalla corrente di smagnetizzazione, attiri il campo magnetico di registrazione.

Per far ciò è necessario che la testina di registrazione e quella di cancellazione si trovino relativamente vicine, o meglio ancora nello stesso nucleo. (*Figura 11*).

Naturalmente alla registrazione si richiede un responso lineare per tutte le frequenze in gioco, solo in tal modo la riproduzione rappresenta il vero segnale originale (fedeltà).

Ciò, comunque, è molto difficile in pratica in quanto diversi fattori detrimenti influiscono sia nel processo di registrazione che in quello di riproduzione.

Durante la registrazione, le alte frequenze subiscono un'inevitabile attenuazione a causa delle capacità distribuite tra le spire della bobina trasduttrice. Bisogna considerare anche che l'impedenza della bobina aumenta con la frequenza, pertanto a questi valori si richiede un segnale magnetizzante molto più ampio. Inoltre, influisce il fatto che le note alte hanno un'energia minore di quelle basse, pertanto le prime non magnetizzano il nastro adeguatamente.

Alle alte frequenze le correnti parassite e le perdite per isteresi aumentano, cosicchè parte dell'energia magnetizzante si trasforma in calore. La permeabilità diminuisce con l'aumentare della frequenza, di conseguenza parte del flusso magnetico si disperde.

Anche la polarizzazione c.a. può influire negativamente nella registrazione delle alte frequenze. Questa, infatti, potrebbe agire come una testina di cancellazione, dato che le frequenze alte (per i motivi sopra esposti) non penetrano a fondo nel nastro, queste possono venire cancellate appunto dalla c.a. di polarizzazione.

Come noto la corrente magnetizzante produce delle barre magnetiche separate tra loro con una distanza inversamente

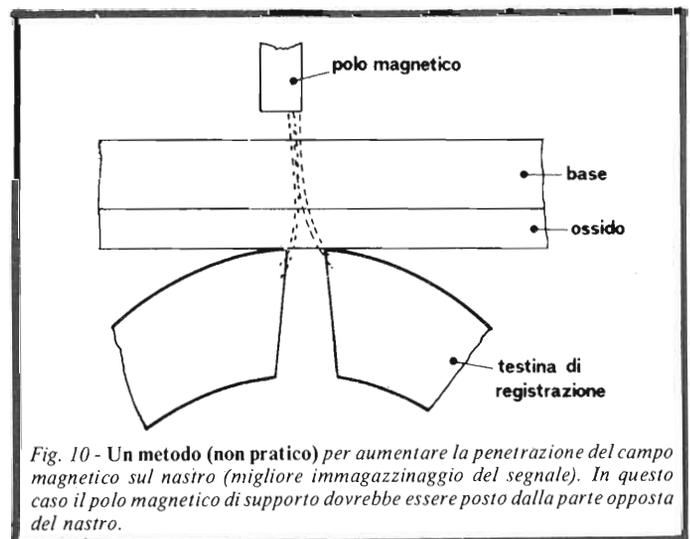



Fig. 10 - **Un metodo (non pratico)** *per aumentare la penetrazione del campo magnetico sul nastro (migliore immagazzinaggio del segnale). In questo caso il polo magnetico di supporto dovrebbe essere posto dalla parte opposta del nastro.*

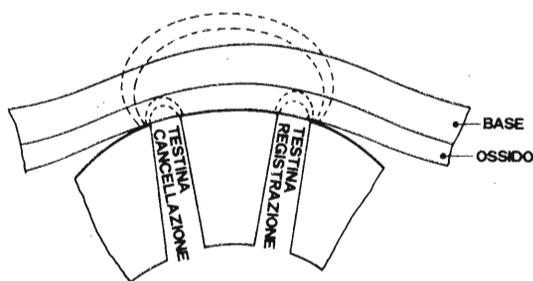



Fig. 11 - **Un metodo pratico per la registrazione dei segnali di bassa intensità** *(penetrazione) fa uso del potere magnetizzante della testina di cancellazione.*

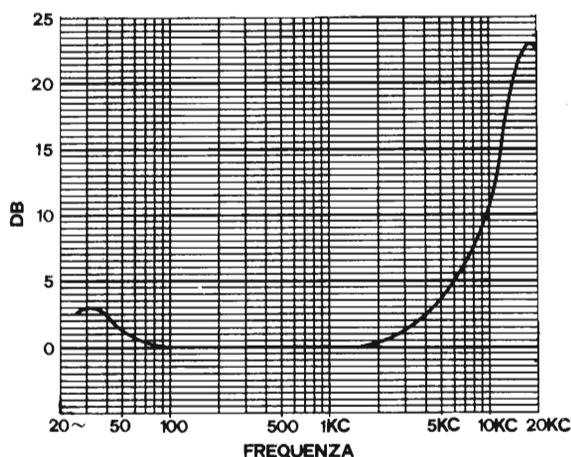



Fig. 12 - **Curva di pre-equalizzazione,** *o elaborazione elettronica del segnale audio prima d'inviarlo alla testina di registrazione.*

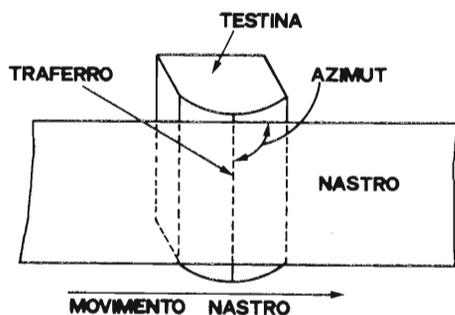



Fig. 13 - **Un corretto "azimut",** *cioè un'angolazione stabile tra la testina ed il nastro, permette una migliore riproduzione.*

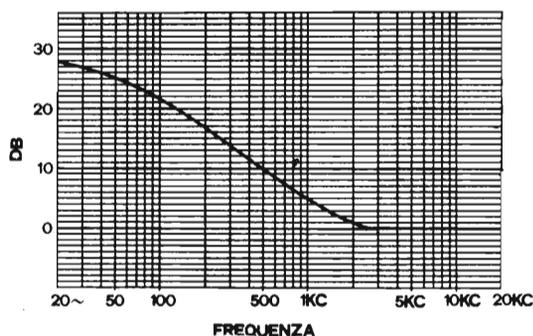



Fig. 14 - **Curva di post-equalizzazione,** *o elaborazione elettronica del segnale recuperato dalla testina di riproduzione.*

proporzionale alla velocità del nastro. Pertanto, alle basse velocità di scorrimento del nastro, le alte frequenze producono barre molto vicine tra loro, di conseguenza, essendo di poli opposti, tendono a cancellarsi a vicenda (auto-smagnetizzazione) . A 15 kHz l'attenuazione dovuta alla vicinanza delle barre magnetiche può arrivare a 40 dB, mentre a 3 MHz arriva ad oltre 80 dB.

Le frequenze basse, invece, tendono a saturare il nastro, con una conseguente distorsione in quanto racchiudono in se un'elevata energia. Alle bassissime frequenze, comunque, questa energia subisce un considerevole calo. Per evitare ciò, prima d'inviare il segnale di magnetizzazione alla testina trasduttrice, lo si sottopone ad un processo di compensazione chiamato "equalizzazione". In altre parole il segnale viene inviato ad una serie di filtri associati con circuiti amplificatori. Nel nostro caso si fa in modo d'aumentare l'ampiezza delle alte e bassissime frequenze ed attenuare quelle basse.

La curva risultante da tale processo è illustrata in *figura 12* ed è chiamata "pre-equalizzazione".

Durante la riproduzione, invece, le alte frequenze (per la legge di Felici-Neumann) producono f.e.m. più ampie di quelle a basse frequenze. Questo avviene in quanto le alte frequenze sono formate da più barre magnetiche, di conseguenza la variazione di flusso è molto più rapida.

In pratica se la frequenza raddoppia, anche l'uscita raddoppia d'ampiezza, cioè si ha un aumento di 6 dB per ottava. In altre parole se la frequenza aumenta di un ottavo, o meglio, raddoppia, l'uscita aumenta di 6 dB.

Le perdite durante la riproduzione delle alte frequenze sono in maggior parte dovute a fattori meccanici, come ad esempio un povero contatto tra testina e nastro, un inesatto allineamento fra i due (azimut) o un moviemento non uniforme del nastro.

Affinchè la testina trasduttrice possa recuperare il segnale registrato nella forma originale, è necessario che l'azimut, cioè l'angolo tra questa e la lunghezza del nastro sia esattamente di 90 gradi. (*Figura 13*).

Un incorretto azimut causa, inoltre, una ,diafonia in quanto capta informazioni di altre barre.

Le basse frequenze, d'altra parte, producono piccole f.e.m., pertanto queste rappresentano un problema nella riproduzione. Queste, inoltre subiscono un'attenuazione nel traferro della testina magnetica.

Il sistema di registrazione longitudinale non è favorevole alle basse frequenze in quanto il campo magnetico esterno emanato dal nastro preregistrato, è molto piccolo, pertanto la testina trasduttrice non è più in grado di rivelare adeguatamente il contenuto. Alle basse frequenze è più pratico impiegare la registrazione perpendicolare o trasversale in quanto con tale tecniche i poli magnetici della registrazione sono distribuiti nella superficie del nastro, pertanto producono un campo molto più adeguato. Tutte queste considerazioni portano alla conclusione che durante la riproduzione è necessario amplificare le basse frequenze ed attenuare quelle alte. Tale processo viene chiamato "post-equalizzazione" ed è illustrato in *figura 14.* Tener presente, comunque, che aumentando il guadagno alle basse frequenze si aumenta il rumore di fondo prodotto dal processo d'amplificazione, inoltre si rende l'amplificazione sensibile a qualsiasi segnale introdotto dal motore, dal trasformatore ecc.

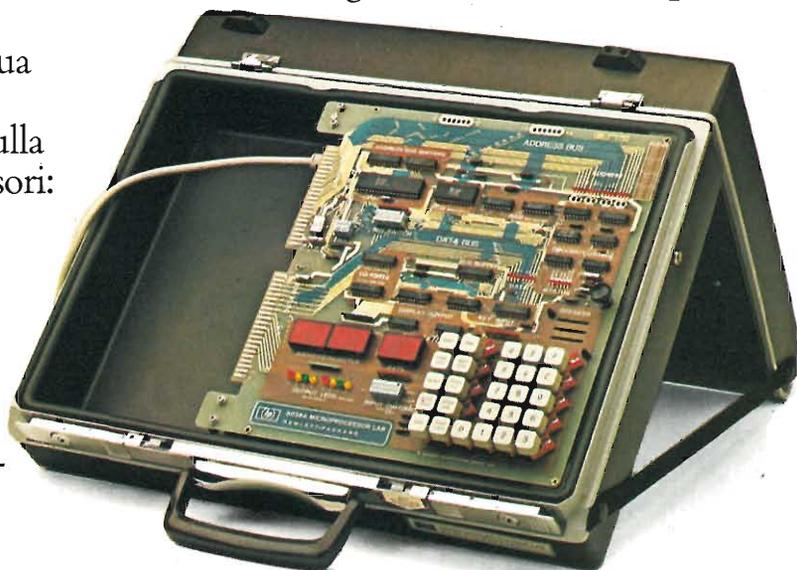
Praticamente unico.

Finalmente un testo pratico che serve davvero a mettere le mani sui Sistemi a microprocessore.

Fino ad oggi, i libri di testo sui microprocessori erano più che altro dedicati ai progettisti, ed erano molto teorici.

Ecco, invece, un manuale essenzialmente pratico, in lingua italiana, che insegna tutto sull'hardware, sul software e sulla ricerca guasti nei microprocessori: sono circa 460 pagine che comprendono 20 lezioni complete di introduzioni, riassunti e quiz pratici per meglio memorizzare le nozioni.

In più, le appendici contengono tutta la documentazione sia di hardware che di software necessaria.

Il libro è curato dalla Hewlett-Packard, di cui segnaliamo qui tra l'altro il laboratorio portatile 5036A, una valigetta completa di microcomputer e alimentatore, espressamente ideata per eseguire gli esperimenti che si susseguono nel volume, e per l'addestramento alla ricerca guasti nei Sistemi a microprocessore.

TAGLIANDO D'ORDINE, da inviare a:
Jackson Italiana Editrice,
p.le Massari 22, 20125 Milano

E.O.

Inviatemi N° copie del volume: "Practical Microprocessors: hardware, software e ricerca guasti", al prezzo di Lit. 35.000 cad. più le spese di spedizione.

☐ pagherò al postino.
☐ allego assegno (in questo caso la spedizione è gratuita).

Nome Cognome ______

Posizione ______

Ditta ______

Codice fiscale (per le ditte) ______

Via ______

Città ______ CAP ______

MULTIMETRI ANALOGICI PER ELETTROTECNICA ED ELETTRONICA

SOCIETÀ PRODOTTI ELETTRONICI INDUSTRIALI

Assistenza TV e impianti di antenna

consulenza di Amadio Gozzi direttore CENIART

Chiunque voglia porre quesiti o richiedere fotocopie di schemi TV può rivolgersi al CENIART (Centro Informazioni Assistenza Radio-TV). Le richieste, accompagnate dal relativo contributo (indicato dal tariffario) vanno indirizzate al: Ceniart - Via Ugo Bassi, 5 - 20052 Monza. Le risposte verranno fornite a stretto giro di posta. Quelle più interessanti saranno pubblicate nella presente rivista.

Canali William Rimini (FO)

Nella zona dove abito le trasmissioni di teleMontecarlo arrivano deboli a per di più disturbate dalla terza rete della RAI.
Vorrei qualche consiglio di come devo comportarmi per riuscire a ricevere senza disturbi il programma che mi interessa.

Per risolvere il suo problema di ricezione, innanzittutto occorre che l'antenna ricevente sia a banda stretta e ad alto guadagno. Il suo centrobanda dovrà avvicinarsi il più possibile al canale della stazione che le interessa.
Oltre ciò, occorre che l'antenna stessa venga posta più in alto che si può onde captare il segnale di Montecarlo con la maggiore entità possibile.
Anche il direzionamento dovrà essere effettuato con la massima precisione. Sarebbe opportuno per questa operazione fare uso di un misuratore di campo.
Se anche con questi accorgimenti il segnale captato risulta debole, è giocoforza interporre tra il dipolo e il cavo coassiale di discesa un preamplificatore d'antenna o booster avente un guadagno rapportato alla stessa entità del segnale e alle perdite che si presume vengano introdotte dal cavo di discesa, perdite che sono proporzionate alla sua lunghezza e alla qualità dei materiali impiegati nella sua fabbricazione. Si farà perciò uso di un cavo per banda V UHF con perdite molto basse. Il preamplificatore va posto il più vicino possibile al dipolo dell'antenna per tenere alto il rapporto segnale disturbo ed ottenere così una migliore qualità dell'immagine riprodotta.
Per quanto riguarda l'inconveniente prodotto dall'interferenza della rete 3 della RAI, si possono seguire due strade per arrivare alla sua eliminazione.
La prima è quella di porre a monte del booster un filtro risonante di attenuazione (trappola) tarato sul canale della stessa rete 3. Questo sistema può essere efficace soltanto se tra il canale RAI e il canale di Montecarlo esiste una certa distanza (in frequenza) altrimenti oltre alla eliminazione della frequenza di disturbo si ha anche una certa attenuazione di quello che si vuole salvare.
Una seconda soluzione, che noi preferiamo qualora sia possibile realizzarla, è quella di ricevere il Montecarlo con una discesa a parte, da inserire all'ingresso del TV soltanto quando si intende ricevere questo programma.
Ricordiamo che l'amplificatore di antenna va alimentato con una tensione continua che solitamente è di 12 V. Tale tensione raggiungerà il booster attraverso il cavo di discesa e sarà fornita da un alimentatore di qualche decina di milliampère posto nel solaio oppure a ridosso dell'ingresso di antenna del televisore.
Ricordiamo anche che i materiali che occorrono per questo impianto sono reperibili in ogni punto di vendita della GBC. Basterà rivolgersi agli appositi incaricati prospettando il problema specifico e indicando con precisione i canali in gioco, vale a dire quello su cui trasmette la stazione di Montecarlo e quello relativo alla terza rete della RAI.

Vannini Sauro Campi Bisenzio (FI)

Ho due televisori b/n (un Philco mod. 12N53PI e un Radiomarelli mod. RV588) entrambi con i gruppi VHF guasti. I gruppi UHF, per contro, funzionano benissimo. Sono indeciso se sostituire soltanto i sintonizzatori VHF oppure se asportare entrambi i gruppi e montare al loro posto una unità integrata a varicap, con pulsantiera potenziometrica e basetta di alimenta-

1) Ingresso antenna VHF 300 ohm
2) Alimentazione stadio R.F. 12/3÷8 V/mA
3) Tensione controllo guadagno 8,5÷1,5 V
4) Ingresso F.I. 43 o 36 MHz
5) Alimentazione stadio mescolatore 12/3,6 V/mA
6) Uscita F.I. 43 o 36 MHz
7) Alimentazione stadio oscillatore 12/4,5 V/mA
8) Punto di allineamento stadio R.F.
9) Nucleo di regolazione stadio di ingresso F.I.
10) Nucleo di regolazione stadio di uscita F.I.

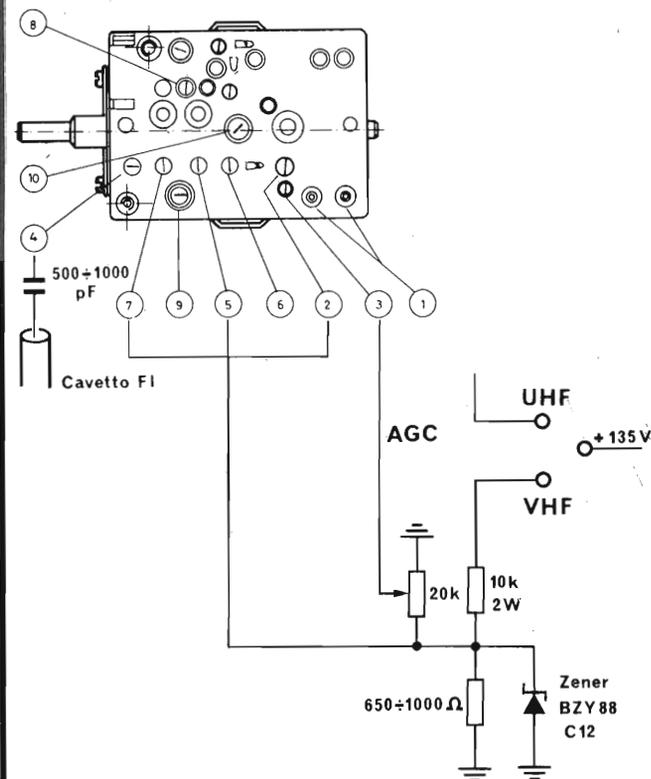



Fig. 1 - **Il gruppo VHF sostitutivo di quello a valvole** *sarà uno Spring codice GBC MG 0310-00, avente la media frequenza video in uscita di 43 MHz.*

zione. Tanto per intenderci, non so se è meglio montare un MG 0310.00 della Spring oppure il complesso a tastiera. Vorrei in proposito un vostro parere.

Delle due soluzioni prospettate nella sua lettera, vale a dire: quella "minima" che comporta la sostituzione del solo gruppo VHF e quella "globale" che vede la sostituzione di entrambi i sintonizzatori con un gruppo integrato VHF-UHF del tipo varicap + pulsantiera cambio canali + basetta di alimentazione e AGC, consigliamo senz'altro di adottare la prima (soluzione) per due precise ragioni:
la prima è di carattere economico. La sostituzione di un solo gruppo RF lascia ancora un discreto margine di guadagno per il riparatore. La soluzione globale comporta per il cliente una spesa che riteniamo insostenibile se rapportata al costo di un televisore nuovo. La seconda motivazione è strettamente tecnica ed è quella della inadeguatezza del circuito automatico di guadagno (AGC) che viene ad essere ancorato esclusivamente alla tensione di catodo della prima valvola di media frequenza video.
Questo AGC funziona bene solamente se i segnali in ingresso hanno intensità non molto elevate e non troppo dissimili fra di loro.
Per stazioni troppo forti, l'amplificatore di media non reagisce più tanto bene ed entra facilmente in saturazione. Ciò rende problematica la ricezione dei programmi privati in banda IV e V UHF, programmi che vengono spesso ricevuti con intensità o troppo deboli o troppo forti.
La sostituzione del solo gruppo VHF è consigliata anche per il fatto che in banda I e III VHF di solito viene ricevuto un solo programma (la rete 1 della RAI) o al massimo il programma RAI ed un'altro convertito dall'UHF. Ciò permette di poter regolare con un apposito trimmer in maniera fissa la tensione dell'AGC del gruppo VHF e di avere dallo stesso una ricezione pulita e non saturata.
Vediamo ora come va effettuato l'intervento. Il gruppo VHF sostitutivo di quello a valvole, sarà uno Spring codice GBC MG 0310-00 (vedi *figura 1)*, avente la media frequenza video in uscita di 43 MHz. Infatti, il valore FI video di entrambi i televisori dà riparare è di 43 MHz, trattandosi di apparecchi derivati dalla scuola americana. L'alimentazione di questo sintonizzatore è di 12 V. Questa tensione verrà ricavata dal ramo VHF del commutatore dei canali (VHF-UHF). A seconda della tensione presente in questo punto (crediamo che sia di 135 V in entrambi i TV) verrà messo in opera un partitore resistivo (valori possibili: 10 kΩ 2W e 680÷1000 Ω 1/2W) che produca ai capi della resistenza minore una tensione di circa 12V. Questa, potrà venire stabilizzata impiegando un diodo zener del tipo BZY 88 C 12 da 1/2W.
Alla stessa tensione di 12 V, raccolta sul partitore verrà collegato un trimmer da 10 k÷22 kΩ ancorato a massa. Il cursore di questo potenziometro semifisso verrà connesso all'ingresso AGC del gruppo VHF. La regolazione di questo controllo verrà effettuata con il segnale VHF in antenna e sulla stazione più debole. Si ruoterà il cursore fino a raggiungere il punto in cui scompare l'effetto neve dall'immagine.
NB. *Sarà bene interporre tra il punto di uscita FI e il cavetto che lo collega all'ingresso della 1a media frequenza, un condensatore di blocco di 500-1000 pF con lo scopo di bloccare la tensione continua presente in griglia della valvola stessa.*

Rabacchin Claudio
Virghizzolo D'Este (PA)

Ho in laboratorio un televisore della IRRADIO al quale è stata asportata l'etichetta che indicava il modello. Dall'aspetto esteriore ho notato che il telaio montato in questo apparecchio è certamente un Philips. Si tratta di un 23" a valvole il quale monta, tra le altre valvole la ECH84, una EF183, due EF184, due PCF80, due PCL805. I gruppi montano: il VHF le valvole PCF801 e PCC189 e l'UHF la PC86 e la PC88. Da questa descrizione, potreste risalire al modello ed inviarmi lo schema? Inoltre, in merito a questo stesso apparecchio avrei da chiedervi

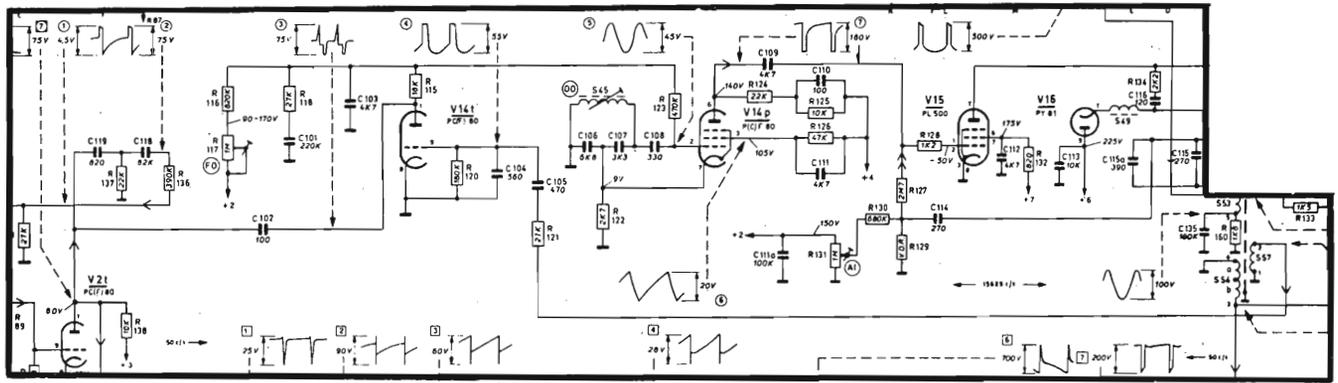



Fig. 2 - **Particolare dello schema IRRADIO** *che monta un telaio Philips e precisamente lo stesso che equipaggia il mod. 23TI251-U00, inviato dal CENIART al sig. Rabacchin Claudio di Virghizzolo D'Este.*

una consulenza. Riscontro una instabilità sulla tenuta del sincronismo orizzontale in quanto l'immagine tende a scappare dai due lati. Inoltre ho riscontrato anche una avaria al suono il quale a tratti si alza e si abbassa da solo. Ho già svolto alcune misure che non mi hanno fornito alcuna indicazione circa i circuiti su cui indirizzare le indagini. Potreste aiutarmi?

Abbiamo individuato il televisore di cui parla nella sua lettera. Si tratta di un IRRADIO che monta un telaio Philips e precisamente lo stesso che equipaggia il modello 23 TI 251-U-00. Il Ceniart ha subito provveduto ad inviarglielo. Per ciò che riguarda il difetto lamentato, vale a dire lo scorrimento delle immagini in senso orizzontale, sembra proprio che si tratti della inefficenza del Controllo Automatico di Fase e Frequenza (CAFF) il quale ha il compito di mantenere stabile la frequenza dell'oscillatore di riga.
Come lei può osservare sullo schema visibile in *figura 2*, questo circuito è formato dalla sezione triodo della valvola V 14t (PCF80). Tramite questo triodo vengono messi a confronto due segnali. Sulla placca arriva il segnale si sincronismo proveniente dall'invertitore (V 2t-PCF80). A proposito della V2 tiene conto osservare come il suo pentodo venga utilizzato come amplificatore di media frequenza suono e ciò fa pensare che possa essere questa valvola, esaurita, a provocare entrambi i difetti lamentati: instabilità dell'orizzontale e instabilità dell'audio. Il secondo segnale di confronto del circuito CAFF arriva da un avvolgimento sussidiario del trasformatore di riga. (Impulso di 200 Vpp positivo). Si inizieranno le prove proprio da questo punto, osservando con l'oscilloscopio se questo impulso sia o meno presente.
Analogamente, si osserverà se dopo il condensatore C2 esiste il segnale di sincronismo orizzontale. In seguito si concentrerà l'attenzione sul triodo della PCF80 CAFF e sugli elementi che ad essa fanno capo.
Per quanto riguarda il secondo difetto lamentato, cioè l'instabilità della riproduzione sonora, già un cenno l'abbiamo fatto sopra. Invitiamo l'operatore di cercare di individuare preventivamente se il difetto sia prodotto dallo stadio finale oppure dallamedia frequenza e rivelazione del suono. Una volta individuata bene la sezione difettosa, andranno esperiti i soliti controlli (valvole, tensioni, componenti vari).

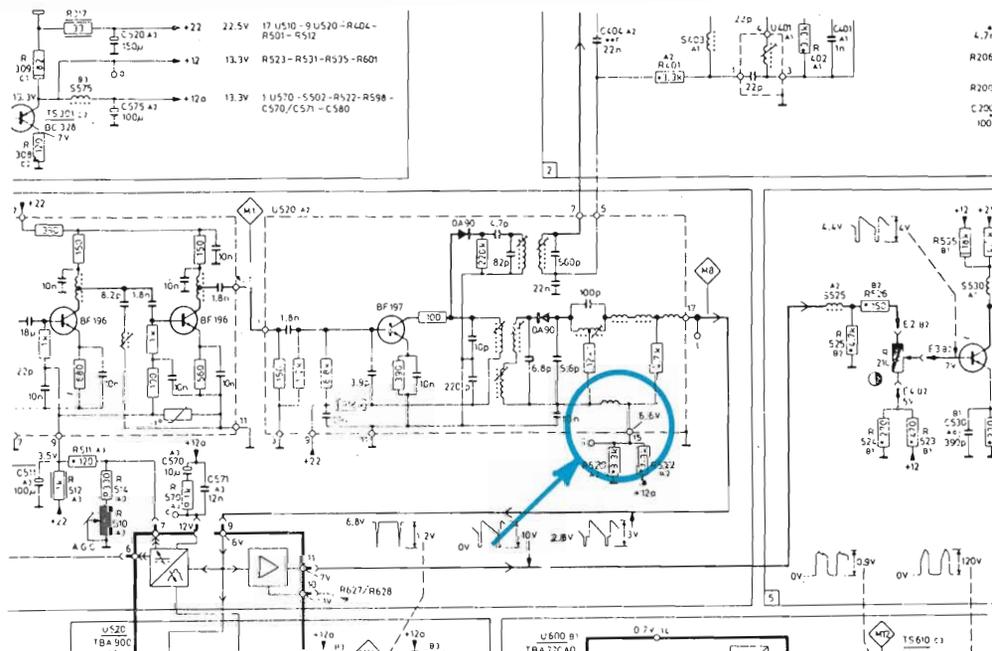
SCHEDA RIPARAZIONE TV N.109

MARCA	CGE
MODELLO	2122 da 21" a colori
SCHEMA EL.	
DIFETTO LAMENTATO	Manca quasi completamente la deflessione verticale
PROVE EFFETTUATE	Ovviamente, schema alla mano, abbiamo subito rivolto la nostra attenzione al modulo che contiene la deflessione verticale. Questi è sfilabile dalla sua contattiera e non è difficile asportarlo per effettuare delle misure. Infatti, prima ancora di misurare le tensioni o di fare dei rilievi oscilloscopici, eseguiamo alcune misure che definiremo statiche sui componenti montati sul circuito stampato. Con un ohmetro di precisione, controlliamo che non vi siano diodi o transistori in cortocircuito e inoltre verifichiamo che le resistenze non abbiano variato di valore. Oltre a ciò osserviamo con cura che non vi siano saldature difettose oppure componenti bruciacchiati. Dopo tutte queste prove preliminari che non hanno fornito alcuna concreta indicazione, reinseriamo in sede la scheda del verticale e diamo inizio alle prove strumentali. Misuriamo tensioni agli elettrodi dei transistori ed osserviamo le forme d'onda riportate sullo schema elettrico. Tutto appare abbastanza regolare. Iniziamo a questo punto la sostituzione dei singoli componenti, in particolare dei condensatori. Dopo più di un'ora di questa noiosa trafila che non approda a nulla, concludiamo col pensare che il modulo sia efficiente e che sia necessario rivolgersi ad altri circuiti. In particolare ci viene in mente che potrebbe esservi una interruzione sul percorso che dai finali verticali va alle bobine del giogo e ritorno. Spostiamo perciò le indagini sulla piastra della convergenza e dopo una piccola ma ben centrata serie di misure arriviamo a scoprire una interruzione del percorso sopra descritto. Essa si trova sulla bobina L 811 e consiste in una saldatura avariatasi probabilmente con il calore. Rifacciamo con cura questa saldatura ripristinando la continuità del percorso degli impulsi verticali. Questa operazione che ci permette di riottenere la deflessione di quadro e di risolvere in tal modo un caso alquanto scabroso.
COMPONENTI DIFETTOSI	Rifatta una saldatura sul percorso del verticale nella piastra di convergenza.

SCHEMA

SCHEDA RIPARAZIONE TV N.110

MARCA	PHILIPS
MODELLO	TV B/N 110
SCHEMA EL.	E - CCIR
DIFETTO LAMENTATO	C'è la luminosità, ma manca il video. Il suono è perfetto.
PROVE EFFETTUATE	Il tipo di schema elettrico che la Philips ha approntato per questo modello e del quale forniamo la sezione di circuito interessata a questo guasto (media frequenza video e circuito integrato TBA 900) agevola sensibilmente la ricerca degli elementi difettosi proprio per il fatto che di ogni C.I. viene riportato lo schema di funzionamento a blocchi. Con questo semplice ed ingegnoso sistema, è possibile seguire il cammino dei segnali anche all'interno dell'integrato stesso. In questo apparecchio il suono è prelevato separatamente dal video con un apposito diodo che rivela la frequenza intercarrier. Ciò spiega come l'audio venga riprodotto perfettamente anche in assenza di video sulla base del transistore finale TS 530. I controlli strumentali effettuati sono, in sequenza logica: rilievo delle tensioni che polarizzano il BF 337 finale video - controllo ohmico dell'efficienza del transistore stesso e del potenziometro del contrasto. Iniezione di un segnale di bassa frequenza sulla base del finale. Dato che le barre dell'iniettore sono visibili sullo schermo del TRC ne deduciamo che tutto il finale video è O.K. Spostiamo i rilievi sullo stadio preamplificatore. Questi è contenuto nel circuito integrato U 570. Il segnale rivelato dal diodo 0A90, entra nell'IC sul piedino n. 11. Misuriamo in via preliminare le tensioni ai piedini 9-10 e 11, tensioni che risultano come a schema. Prima di pensare a sostituire l'integrato, soluzione che occorre sempre riservarsi come "ultima ratio", controlliamo ohmicamente il diodo rivelatore dopo aver asportato lo schermino antiirradiante. È una piacevole sorpresa quella che ci procura l'indice dello strumento quando ci accorgiamo che misurando il diodo in senso inverso otteniamo un valore prossimo al megaohm. La lettura dovrebbe indicare invece circa 4,7 kΩ che è il valore della resistenza di carico del diodo, resisitenza che al diodo stessa è ohmicamente collegata tramite gli avvolgimenti delle bobine di choke e del trasformatore FI. È chiaro che vi è una interruzione fra il catodo del diodo e la sua resistenza di carico. Controllando accuratamente le diverse continuità arriviamo ad individuare il capo di una bobina che risulta appena appoggiato, ma non saldato, al proprio supporto. Ripristiniamo perciò la continuità del circuito di rivelazione rifacendo la saldatura mancante.
COMPONENTI DIFETTOSI	Rifatta una saldatura su una bobina di media frequenza video.

SCHEMA

Rassegna della stampa estera

di L. Biancoli

I lettori possono chiedere alla nostra redazione le fotocopie degli articoli citati nella rubrica "Rassegna della stampa estera". Per gli abbonati, l'importo è di L. 2.000; per i non abbonati di L. 3.000. Non si spedisce contro assegno. Consigliamo di versare l'importo sul c/c 315275 intestato a J.C.E. Milano, specificando a tergo del certificato di allibramento l'articolo desiderato, nonchè il numero della rivista e la pagina in cui è citato.

BRACCIO GRAMMOFONICO A SPOSTAMENTO PARALLELO (Da "Wireless World" VOL. 85 N° 1528)

Come tutti sanno, un braccio per la lettura di dischi grammofonici di tipo convenzionale, e della lunghezza di circa 22,5 cm, funziona con un errore dell'angolo di tangenza di circa 2 o 3°, e ciò da adito ad un fattore di distorsione maggiore dello 0,7%.

Questi dati sono però riferiti naturalmente ad un braccio che presenti ottimi parametri, per cui qualsiasi eventuale discordanza non può che risolversi in un aumento della distorsione.

L'impiego di un braccio di maggiore lunghezza per ridurre l'errore dell'angolo di tangenza non costituisce una risposta razionale, in quanto comporta inevitabilmente anche un aumento dell'inerzia. Questi sono i motivi principali per i quali da molti anni diversi tecnici si occupano dello studio e della progettazione di bracci di lettura che presentino le medesime caratteristiche meccaniche di funzionamento dei bracci di registrazione, in modo da ottenere lo spostamento graduale della testina lungo un raggio del disco, mantenendo costante la perpendicolarità dell'asse laterale della testina stessa rispetto alla direzione della tangente del solco, nel punto di contatto tra questo e la puntina di lettura.

Adottando il principio di lettura secondo il sistema denominato "parallel-tracking", è praticamente possibile sopprimere tutti gli effetti indesiderabili dei bracci di tipo convenzionale: questa idea è stata oggetto di studi già per lungo tempo e da parte di numerose persone, ma è rimasta ancora un sogno, a causa delle difficoltà che derivano dalla produzione di un sistema sicuro di controllo per mantenere il braccio di lettura in posizione stabile.

Recentemente, con l'avvento della tecnologia optoelettronica, alcuni Fabbricanti hanno prodotto bracci di lettura del tipo critico, il cui funzionamento si basa sull'impiego di commutatori azionati dalla luce, e montati su di un braccio fisso di riferimento, che si trova lungo il braccio di lettura propriamente detto.

Gli eventuali errori di tangenzialità vengono rivelati dal movimento relativo tra i due bracci, ed il segnale di errore viene applicato ad un servo-motore.

Sfortunatamente, la produzione di un raggio di luce molto preciso, l'allineamento con il commutatore ottico, e l'integrazione delle due unità su di una piattaforma mobile, implicano solitamente dispositivi ottici e meccanici di grande precisione, che esulano dalle possibilità realizzative della maggior parte dei costruttori.

Ciò nonostante, l'articolo che recensiamo descrive un sistema di recente attuazione, e che sembra abbastanza promettente: il principio di funzionamento è illustrato alla *figura 1*, che ne rappresenta la struttura meccanica: come si può rilevare, il braccio inferiore di riferimento viene fissato ad una piattaforma scorrevole, che viene spinta lungo una traccia parallela tramite una vite azionata da un motore. La tensione che alimenta il motore viene fatta variare in aumento o in diminuzione, a seconda delle opportunità riferite alla posizione di una fessura, la cui immagine viene proiettata su due fotodiodi.

La *figura 2* rappresenta invece la parte elettronica attraverso la quale viene alimen-

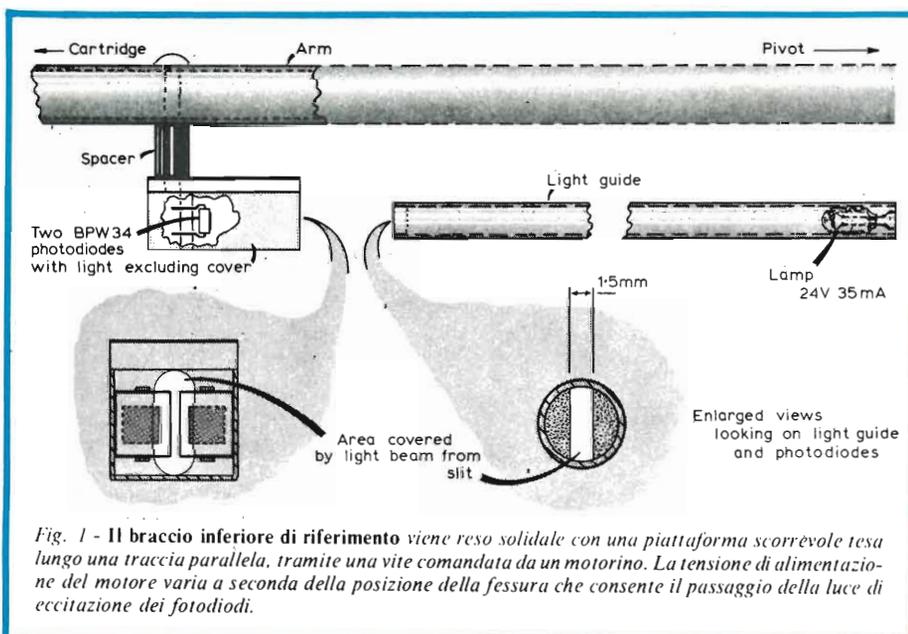



Fig. 1 - **Il braccio inferiore di riferimento** *viene reso solidale con una piattaforma scorrevole tesa lungo una traccia parallela, tramite una vite comandata da un motorino. La tensione di alimentazione del motore varia a seconda della posizione della fessura che consente il passaggio della luce di eccitazione dei fotodiodi.*

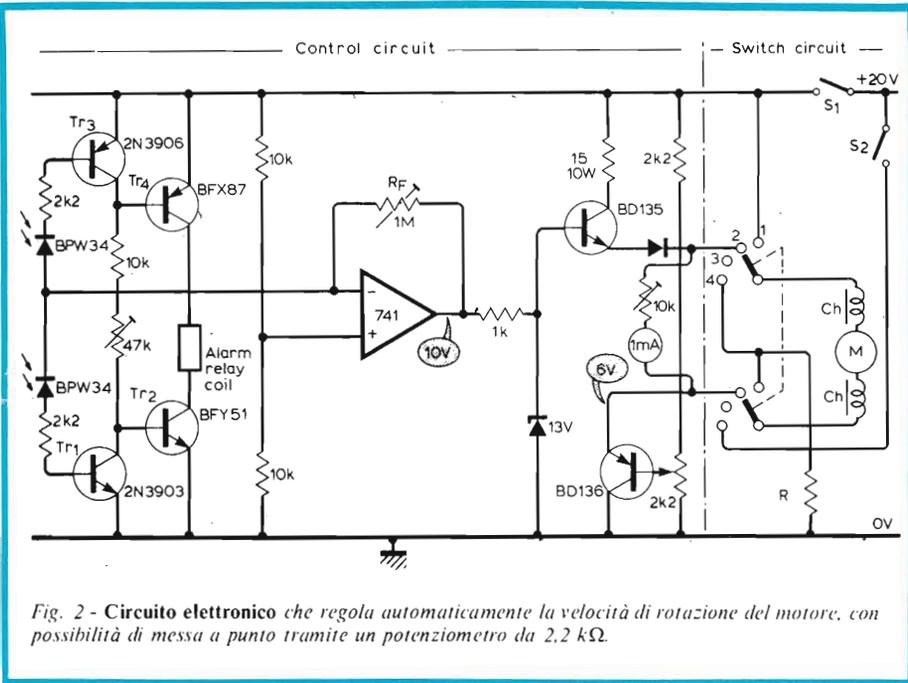



Fig. 2 - **Circuito elettronico** *che regola automaticamente la velocità di rotazione del motore, con possibilità di messa a punto tramite un potenziometro da 2,2 kΩ.*

tato il motore: quest'ultimo funziona con una velocità media che viene stabilita attraverso un potenziometro del valore di 2,2 kΩ. La resistenza variabile da 47 kΩ consente di espandere il parametro H_{fe} di un transistore, e di controllare il funzionamento di alcuni relé. I commutatori S1 ed S2 sono di tipo miniaturizzato.

Le posizioni del commutatore rotante consentono le seguenti funzioni:

1 - Avanzamento rapido
2 - Ritorno rapido
3 - Lettura normale
4 - Arresto

Il circuito comprende anche alcuni filtri, contraddistinti dalla sigla Ch, collegati in serie al motore "M", che servono esclusivamente per sopprimere i segnali interferenti prodotti dallo stesso motore durante il funzionamento.

L'articolo è stato redatto in un linguaggio semplice ed accessibile a tutti, ed è corredato anche di numerose fotografie che illustrano sia l'aspetto globale del giradischi realizzato con questo tipo di braccio, sia alcuni particolari del motore, dei dispositivi di variazione dell'angolazione, ecc.

"CIRCUIT IDEAS" (Da "Wireless World" VOL. 85 - N° 1528)

Non veniamo meno alla tradizione riportando alcune delle idee sempre interessanti, che vengono descritte nella rubrica che la nota Rivista inglese pubblica in ciascun numero.

Questa volta ci riferiamo innanzittutto al generatore di onde triangolari, il cui schema elettrico è prodotto alla *figura 3*: nel breve testo che lo descrive si afferma che, impiegando un contatore del tipo "up/down" in versione CMOS, con risoluzione di 5 "bit", è possibile ottenere l'approssimazione di un'onda triangolare del tipo a trenta gradini, in modo relativamente facile.

Se una risoluzione di 4 "bit" può essere considerata adeguata, il "gate" del tipo "exclusive-OR" ed il primo "flip-flop" possono essere soppressori.

I primi quattro "bit" significativi possono essere prestabiliti in modo asincrono con un "gating" supplementare. La corrente di uscita delle unità viene sommata in un amplificatore operazionale del tipo Norton, e C1 ha il compito di sopprimere i segnali parassiti provocati dal rapporto "slew" asimmetrico dell'unità 3900.

La massima frequenza di funzionamento è limitata dal rapporto "slew" negativo di 20 μs/V.

Si noti che il periodo di uscita corrisponde a sessanta volte del periodo di ingresso, e non a sessantaquattro. La precisione dipende prevalentemente dai resistori di adattamento previsti, a patto che la tensione di alimentazione sia sufficientemente elevata affinché l'unità del tipo 4092 fornisca una corrente abbastanza intensa.

Il secondo circuito che riteniamo interessante consiste in un filtro a banda passante, con elevata impedenza di uscita, secondo lo schema di *figura 4*.

Combinando tra loro due amplificatori operazionali ed un giratore a circuito integrato, è infatti possibile realizzare un filtro a banda passante ad alta impedenza di ingresso: l'induttanza simulata dal giratore corrispondente a R^2C e le formule di progettazione sono le seguenti:

$L = R/2 \pi F_0 Q \qquad C = Q/2 \pi F_0 R$

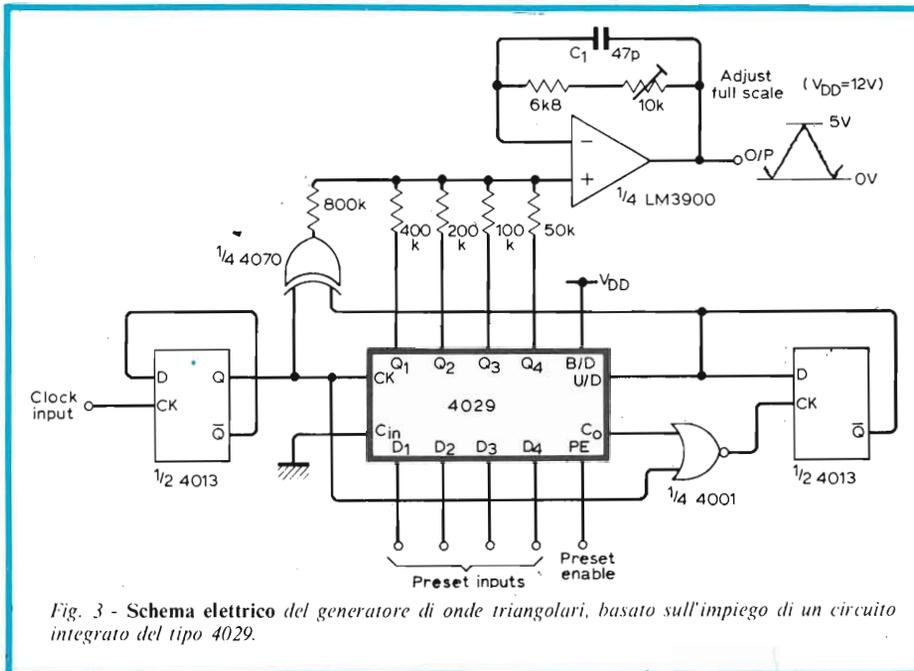



Fig. 3 - **Schema elettrico** *del generatore di onde triangolari, basato sull'impiego di un circuito integrato del tipo 4029.*

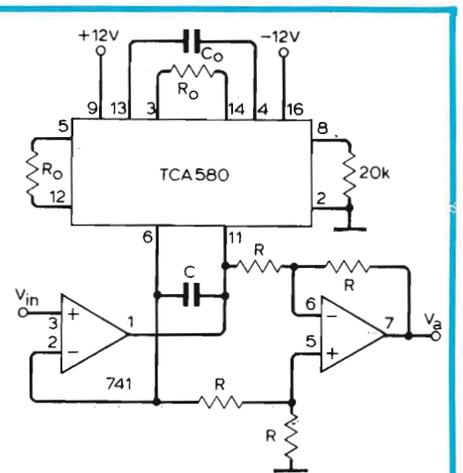



Fig. 4 - **Per la realizzazione del filtro a banda passante** *con alta impedenza di ingresso si fa uso di un circuito integrato del tipo TCA580, e di un amplificatore operazionale contenente due sezioni simmetriche.*

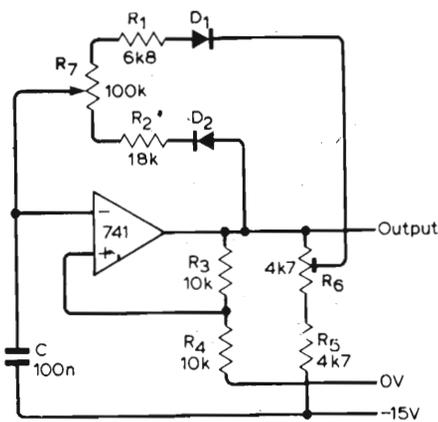



Fig. 5 - **Schema del dispositivo** *per il controllo della larghezza degli impulsi di modulazione: il dispositivo viene realizzato con un circuito integrato del tipo 741.*

Fig. 6 - **Struttura a blocchi** *di una stazione per satellite televisivo: l'impianto è provvisto per funzionare con le frequenze comprese tra 3,7 e 4,2 GHz, e comprende varie sezioni alle quali si aggiunge un sistema di antenna parabolica a funzionamento particolarmente efficiente.*

nella quale f rappresenta la frequenza di risonanza.

La larghezza di banda del filtro può essere regolata fino ad un massimo di 10 kHz, nei confronti del quale valore il funzionamento avviene con un valore piuttosto basso del fattore di merito "Q", e con un guadagno elevato.

Per f_0 pari ad 1,5 kHz, R deve presentare il valore di 10 kΩ, il guadagno A è pari a 100, l'induttanza di L deve essere di 212,2 H, e la capacità di C è di 53 pF.

Se i componenti L e C vengono collegati in serie tra loro, il circuito funziona invece come filtro per arresto di banda, con le medesime caratteristiche di funzionamento.

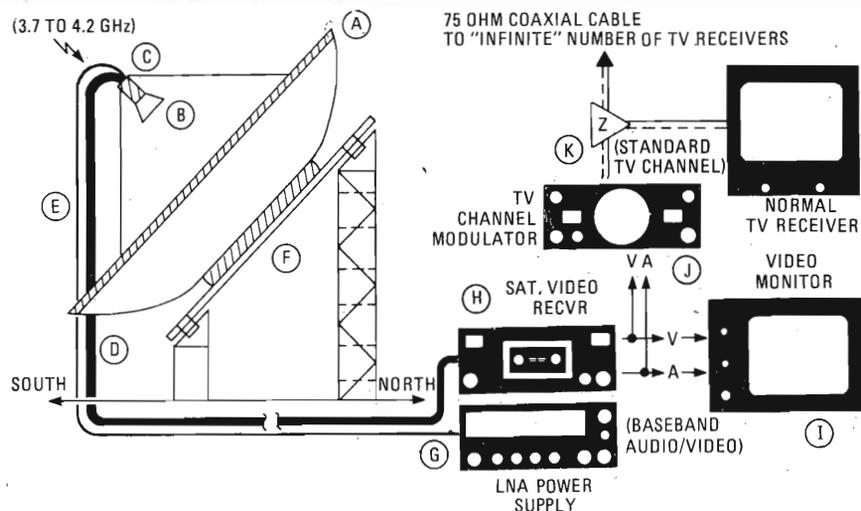
La terza idea alla quale riteniamo utile accennare consiste nel circuito per il controllo della modulazione di impulsi agli effetti della loro larghezza, riprodotto alla *figura 5*.

In un dispositivo di questo genere, è piuttosto difficile ottenere un controllo graduale fino alla massima potenza, con l'aiuto di un semplice multivibratore.

Attraverso una modifica al multivibratore di tipo standard realizzato con amplificatore operazionale, si ottiene però un controllo molto più graduale tra il 15% circa del ciclo di lavoro ed il 100%, con una frequenza di oscillazione pressoché costante.

I commutatori dell'amplificatore stabiliscono quando le tensione presente ai capi di C raggiunge il valore della tensione presente nel punto in comune tra R3 ed R4: il diodo D1 viene alimentato tramite un potenziometro presente tra l'uscita dell'amplificatore e la linea di alimentazione negativa a -15 V.

Quando l'uscita corrisponde a questo potenziale, C si scarica attraverso R7, R1 e D1. Dopo che l'uscita è passata invece al potenziale +15 V, si ottiene il passaggio di una corrente attraverso D2, R2, R7 e D1.

La tensione massima che è possibile ai capi di C sotto forma di carica dipende dai valori di R6 e di R7, e, se è inferiore a 7,5 V, l'amplificatore operazionale si trova nelle medesime condizioni.

Quando il cursore di R7 corrisponde all'estremità superiore dell'elemento resistivo, R6 viene regolato in modo tale che il circuito smetta appena di oscillare, con un ciclo di lavoro pari al 100%.

Se D2 viene alimentato attraverso un potenziometro collegato tra l'uscita dell'amplificatore operazionale e la linea positiva di alimentazione di +15 V, il ciclo di lavoro può essere ridotto fino a zero.

L'uscita di questo dispositivo può essere impiegata per pilotare un transistore di commutazione, oppure un tiristore.

RICEZIONE TELEVISIVA TRAMITE SATELLITI (Da "Radio Electronics" VOL. 50 - N° 10)

Nei precendenti numeri di Agosto e di Settembre dello scorso anno di questa stessa Rivista, ha avuto inizio una serie di articoli su tale soggetto. Le prime due puntate hanno introdotto l'argomento delle trasmissioni televisive tramite satelliti, destinate a consentire una maggiore diffusione dei programmi irradiati, grazie alla disponibilità del sistema radiante a notevole altezza, allo scopo di superare le difficoltà derivanti dalla forma sferica del globo terrestre.

È infatti noto che i segnali radio a frequenza molto elevata tendono a propagarsi lungo direzioni molto più rettilinee che non i segnali a frequenza più bassa: di conseguenza, se l'antenna del trasmettitore si trova al livello della superficie terrestre, per quanto alta essa sia non può irradiare un segnale utile oltre ad una certa distanza, in quanto, oltre tale limite, le antenne riceventi vengono a trovarsi al di fuori del campo di azione nelle onde irradiate.

Il sistema di trasmissione mediante satelliti prevede invece l'impiego di una emittente terrestre, il cui segnale viene captato da un sistema di satellite che si sposta lungo orbite prestabilite intorno alla terra, per essere poi irradiato verso la superficie terrestre, con un "cono" di azione che risulta molto più basso di quello che sarebbe possibile con la trasmissione diretta.

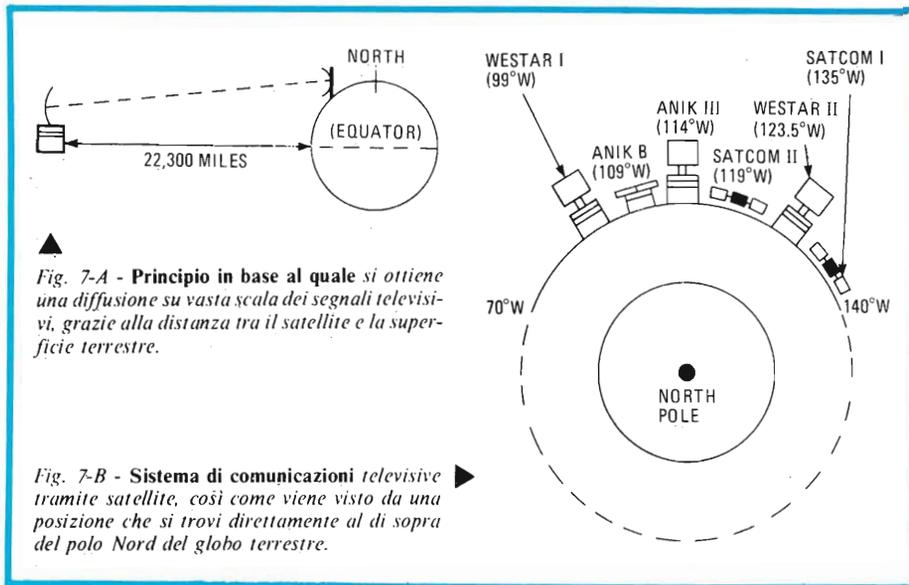
Dopo aver chiarito quindi i principi fondamentali, la serie di articoli prosegue con la descrizione dei moderni sistemi, che implicano non soltanto la disponibilità di un sistema di rice-trasmissione dei segnali, ma anche di delicate e complesse apparecchiature che servono per controllare costantemente l'orientamento dell'antenna irradiante, e per governare l'orbita percorsa da ciascun satellite.

A tale riguardo, la *figura 6* rappresenta in forma schematica un sistema di tipo fondamentale, mettendo in evidenza le caratteristiche intrinseche del satellite propriamente detto: osservando questa figura si nota infatti che i segnali di frequenza compresa tra 3,7 e 4,2 GHz vengono ricevuti e focalizzati ad opera del riflettore parabolico (A), in modo da consentire una adeguata alimentazione del punto focale dell'antenna B. Successivamente, i segnali vengono amplificati da parte di un amplificatore a bassissimo fattore di rumore (C), per essere poi trasportati fino al ricevitore presente lungo il cavo coassiale a basse perdite, indicato con D.

Il tipo di antenna di impiego più comune è quello denominato "Polar Mount" (F), che permette spostamenti da un lato all'altro dell'antenna, tra i satelliti.

Proseguendo, la figura chiarisce se i segnali di frequenza compresa entro i limiti suddetti vengono elaborati e demodulati in un ricevitore video incorporato nell'unità mobile (H). L'energia elettrica a corrente continua necessaria per il regolare funzionamento dell'amplificatore a basso rumore proviene da un alimentatore separato (G), tramite una linea opportunamente protetta contro gli agenti esterni (E). I segnali video ed audio provenienti dal ricevitore video incorporato nel satellite vengono quindi trasferiti ad un monitore locale (I), oppure ad un modulatore RF (J), che consente la pro-

Fig. 7-A - **Principio in base al quale** *si ottiene una diffusione su vasta scala dei segnali televisivi, grazie alla distanza tra il satellite e la superficie terrestre.*

Fig. 7-B - **Sistema di comunicazioni** *televisive tramite satellite, così come viene visto da una posizione che si trovi direttamente al di sopra del polo Nord del globo terrestre.*

duzione di un segnale modulato standard secondo il sistema NTSC (a colori), che viene sfruttato per la successiva ri-trasmissione.

Il sistema appare quindi notevolmente complesso, ma i vari problemi inerenti sia alla stabilità di funzionamento, sia alla qualità delle caratteristiche, hanno potuto essere recentemente risolti con brillanti soluzioni, grazie alla disponibilità di numerose unità attive di attuale produzione, e grazie agli sviluppi tecnologici recentemente conseguiti in questo campo specifico.

Per quanto riguarda il principio vero e proprio della ricetrasmissione mediante satelliti, la *figura 7-A* illustra ancora meglio il procedimento della diffusione: la distanza tra il satellite artificiale e la superficie terrestre ammonta a 22.300 miglia, pari approssimativamente a 40.000 km. A tale altezza, il satellite può essere raggiunto dai segnali provenienti dalla trasmittente terrestre per una notevole parte del giro che il satellite compie intorno alla terra. Qualunque sia dunque la sua posizione, entro i limiti del raggio d'azione, il satellite è in grado di ricevere i suddetti segnali, eleborarli secondo quanto si è detto precedentemente, e ritrasmetterli con adeguata potenza, in modo da raggiungere i diversi ripetitori terrestri, che provvedono nuovamente ad elaborarlo e ad irradiarlo in modo da servire le diverse zone per le quali essi sono stati installati.

La *figura 7-B* - infine rappresenta sempre in forma schematica l'organizzazione geostazionaria, così come può essere osservata da una posizione che si trovi direttamente al di sopra del polo Nord. A tale riguardo, l'articolo precisa che i collegamenti orbitali degli Stati Uniti e del Canadà si estendono approssimativamente da 70° a 140° di longitudine Ovest. Rispetto quindi ad una determinata posizione di riferimento, un satellite in moto verso Sud appare molto più in alto nel cielo, mentre i satelliti in moto verso Est o verso Ovest rispetto a quel punto risultano progressivamente più prossimi all'orizzonte, in quanto la loro longitudine differisce maggiormente rispetto al punto di osservazione.

L'articolo prosegue poi con una mappa dell'America del Nord, che illustra le zone di azione dei diversi satelliti attualmente in funzione o in programmazione per i futuro. Una tabella abbinata all'articolo precisa le caratteristiche dell'antenna attraverso la quale avviene il procedimento di ricetrasmissione, e riporta altre interessanti illustrazioni che chiariscono meglio il concetto sul quale si basano gli impianti attualmente in funzione per la diffusione dei programmi televisivi.

ACCESSORI PER SINTETIZZATORE A PERCUSSIONE (Da "Radio Electronics" VOL. 50 N° 10)

Anche questa recensione è dedicata alla descrizione di un sintetizzatore a percussione, impiegato per controllare il funzionamento di tre generatori di suoni di tipo particolare.

Quest'articolo è dedicato alla tecnica realizzativa di tre dispositivi accessori, che aumentano notevolmente la versatilità dell'apparecchiatura.

Innanzitutto, l'articolo inizia con la descrizione di un generatore di impulsi, il cui schema elettrico è riprodotto alla *figura 8*, che, quando viene collegato ad un ingresso "trigger", determina automaticamente il funzionamento del sintetizzatore.

La frequenza degli impulsi è regolabile approssimativamente da 1 a 500 Hz. Il circuito consiste semplicemente in un oscillatore realizzato con l'impiego di un circuito integrato del tipo 555.

Per l'impiego pratico, basta collegare la presa J1 all'ingresso TAP del sintetizzatore, e la presa J2 al "trigger" appropriato del sintetizzatore principale.

Con l'aggiunta di questo dispositivo è possibile ottenere effetti di tipo particolare, tra cui il "Flaying Saucer", ed il "Talkbox".

Oltre a descrivere il circuito propriamente detto, l'articolo ne riporta l'aspetto esterno in fotografia, e fornisce tutti i dati costruttivi, compresa la struttura fondamentale del circuito integrato, visto sia dal lato rame, sia da quello dei componenti.

Un secondo accessorio che viene descritto nello stesso articolo è il modulatore bilanciato, il cui schema elettrico è riportato in *figura 9*: esso consiste sostanzialmente in un amplificatore a controllo di tensione, i cui segnali vengono forniti da un oscillatore interno.

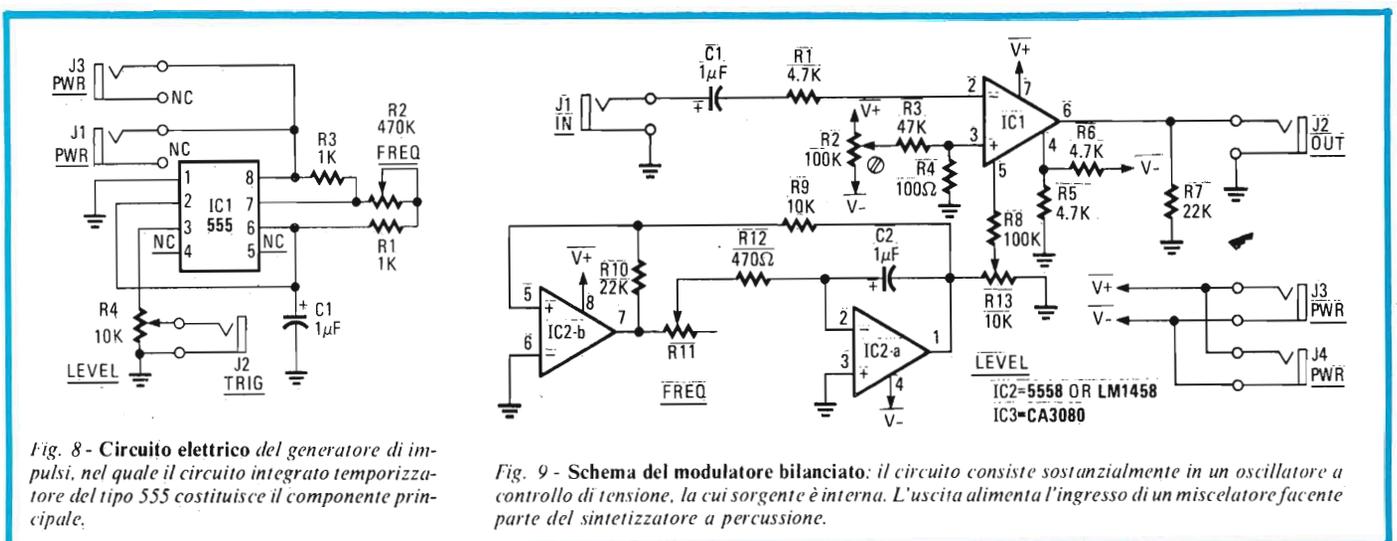



Fig. 8 - **Circuito elettrico** *del generatore di impulsi, nel quale il circuito integrato temporizzatore del tipo 555 costituisce il componente principale.*

Fig. 9 - **Schema del modulatore bilanciato**: *il circuito consiste sostanzialmente in un oscillatore a controllo di tensione, la cui sorgente è interna. L'uscita alimenta l'ingresso di un miscelatore facente parte del sintetizzatore a percussione.*

All'ingresso del modulatore viene applicato un segnale proveniente dall'uscita del modulatore, a sua volta, viene collegata all'ingresso di un miscelatore facente parte del sintetizzatore. La necessaria energia di alimentazione viene ricavata collegando la presa di ingresso J3 alla presa J16, e l'assorbimento è tale da non comportare un eccessivo effetto di carico, per cui è possibile servirsi al riguardo della stessa sezione di alimentazione che fa parte del sintetizzatore originale.

Un terzo accessorio, descritto sempre nella medesima puntata dell'articolo, consiste nell'interfaccia "trigger", che serve per produrre un impulso variante in senso positivo, ogni qualvolta l'ampiezza del segnale d'ingresso supera un livello prestabilito: si tratta quindi di una unità di controllo supplementare, la cui disponibilità è utile soprattutto per l'ottenimento degli effetti speciali .

Per ciascuno dei tre accessori descritti, l'articolo fornisce naturalmente tutti i dati costruttivi, ed il disegno del circuito stampato, visto da entrambi i lati.

COME MIGLIORARE LA PRECISIONE DI SINTONIA DEI RICEVITORI PER ONDE CORTE (Da "Popular Electronics" - VOL. 16 - N° 4)

L'affollamento della gamma delle onde corte è oggi talmente elevato, da rendere problematica la ricezione delle emittenti commerciali e dilettantistiche, senza noiosi fenomeni di inteferenza.

Sfortunatamente, chiunque vada "a caccia" di trasmissioni DX tramite un ricevitore di tipo economico, provvisto cioé di scala con taratura approssimata, fa di solito molta fatica a rintracciare con precisione le diverse frequenze di ricezione.

A tale riguardo, aggiungiamo che molti quadranti di sintonia sono contrassegnati con riferimenti generici di frequenza, impedendo così di predisporre la ricezione esattamente sulla frequenza desiderata.

Ciò premesso, l'Autore pone il quesito su come è possibile regolare con precisione la frequenza di ricezione, senza disporre di un ricevitore di tipo professionale.

Il problema è stato risolto con l'aiuto di un grafico di taratura, il cui aspetto è riprodotto in *figura 10*: il grafico ed un righello rappresentano quindi tutto ciò che è necessario per la realizzazione.

Innanzittutto, se non è possibile disporre di un vero e proprio calibratore di frequenza, conviene portare il ricevitore in un laboratorio di riparazione, e farlo allineare in modo da ottenere sulla scala incrementi progressivi di 100 kHz ciascuno.

Prima di procedere, è però opportuno precisare che l'usura, l'umidità e la polvere possono creari problemi con i meccanismi di sintonia del tipo a cinghia. Di conseguenza, molti ricevitori implicano un riallineamento periodico. Inoltre, il procedimento descritto per definire i diversi valori di frequenza è inteso per un diagramma di sintonia ad andamento lineare, e non per una scala di tipo logaritmico.

Per la maggior parte, i ricevitori vengono contrassegnati nel modo convenzionale: se esistono dubbi, è bene chiedere al radioriparatore di esaminare il ricevitore, allo scopo di stabilire se il diagramma di sintonia è appunto lineare o logaritmico.

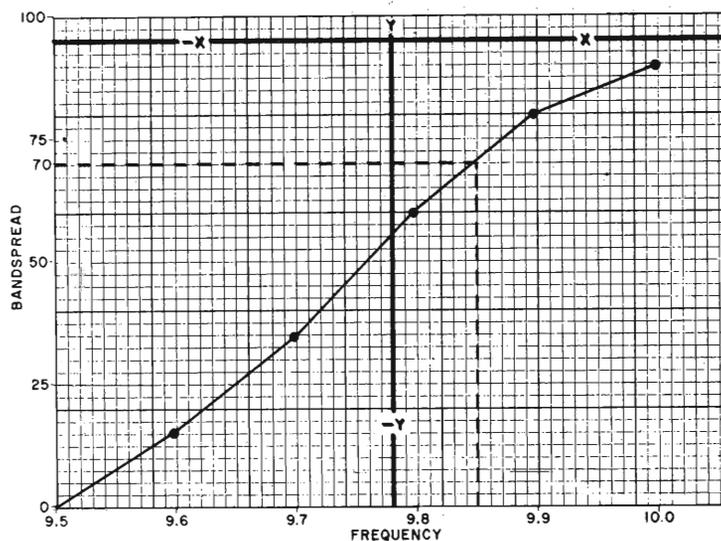



Fig. 10 - **Esempio del semplice grafico** *che è possibile tracciare per esprimere le relazioni che intercorrono tra la frequenza e l'espansore di gamma, per la localizzazione di una emittente del tipo DX.*

Scegliere una carta millimetrata con coordinate quadratiche ("x" per l'orizzontale ed "y" per il verticale). Questa carta può essere acquistata dovunque, e, se non si riesce ad ottenere un foglio di tipo quadratico, è sempre possibile usare qualsiasi altro tipo di carta a scale lineari.

Contrassegnare quindi la linea orizzontale con "-x" a sinistra e "+x" a destra, ad applicare anche i contrassegni lungo la scala verticale, e precisamente "+y" in alto, e "-y" in fondo, nel modo chiaramente visibile nella figura riprodotta.

A questo punto si è pronti per tracciare la scala delle frequenze: controllare la frequenza e gli orari di trasmissione delle varie emittenti DX che si desidera localizzare sul ricevitore: supponiamo poi che si desidera ascoltare un servizio DX, sulla frequenza di 9,85 MHz, e seguiamo il procedimento qui di seguito descritto, per localizzare la frequenza attraverso il ricevitore.

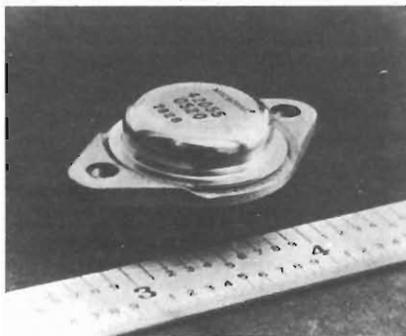
Collegare il calibratore al ricevitore tramite i morsetti di antenna, e mettere in funzione entrambe le apparecchiature. Portate a zero l'espansore di gamma, e sintonizzare il ricevitore sul segnale prodotto dal calibratore, in corrispondenza dell'estremità inferiore della banda. Per questo esempio, la frequenza di 9,5 MHz costituisce un buon punto di partenza.

Riferendosi all'esempio rappresentato in figura, predisporre il foglio di carta su di una superficie piana: contrassegnare l'angolo inferiore sinistro con "0" e "9,5". Scrivere "Frequenza" nel margine inferiore e "Espansione di gamma" nel margine sinistro.

Successivamente, regolare l'espansore di banda finché si ode il segnale successivo del calibratore, e prendere nota dell'intervallo numerico. La frequenza di taratura corrisponde in tal caso a 9,6, ed è molto probabile che l'indicazione fornita dall'espansore di gamma per questo esempio sia pari a 15.

Continuare con questo procedimento finché l'espansore di banda è stato ruotato completamente, oppure finché non è risultata possibile la taratura dell'intera griglia. Tracciare quindi una linea tra i punti 9,5 e 10,0.

Per quanto riguarda la tecnica di individuazione delle frequenze, esaminare poi la gamma delle frequenze disponibile sul grafico. La stazione DX trasmette su 9,85 MHz: mediante un semplice controllo, questo punto può essere localizzato a metà strada tra i punti corrispondenti a 9,8 e 9,9 MHz. Con l'aiuto di un righello, tracciare una linea verticale dal punto corrispondente a 9,85, finché la linea interseca la linea di taratura precedentemente tracciata. Quindi, da quel punto di intersezione, tracciare un'altra linea parallela alla base delle frequenze, fino ad intersecare l'asse verticale dell'espansione di banda. Leggere poi il contrassegno dell'espansore sul grafico, che può essere ad esempio "70". In tal caso, predisponendo l'espansore appunto sull'indicazione "70" si ottiene la frequenza esatta di 9,85 MHz.

Il medesimo grafico può essere preparato anche per tutte le altre frequenze che si desidera ricevere, e costituisce quindi un mezzo abbastanza sicuro per rintracciare le diverse emittenti, senza constringere l'utente del ricevitore ad una laboriosa ricerca.

Regolatore di tensione tipo serie capace di sopportare 20A.

Regolatori di tensione per alte correnti

I regolatori di tipo serie della Mii - Hybrid Microcircuits sono stati realizzati in tecnologia ibrida ed includono la protezione di corto circuito compreso lo shutdown ed il foldback. Sono disponibili in 3 versioni: MIVR - 42055 (positivo) con tensioni d'uscita fisse da 5 a 28 V, correnti da 20 a 8 A e potenza dissipabile fino a 200 W; MIVR-42060 (positivo) con tensioni d'uscita fisse da 5 a 34 V, correnti da 10 a 4 A e potenza dissipabile fino a 120 W; MIVR-42051 (negativo) con tensioni d'uscita fisse da 5 a 34 V correnti da 5 3A e potenza dissipabile fino a 120 W.

Tutti questi regolatori in package TO-3, sono caratterizzati in alta affidabilità (lunga vita, stabilità, coefficiente di temperatura, ecc.)

È disponibile anche un alimentatore completo (dissipatore, trasformatore, ventilatore, ecc.) denominato MSV0-520, realizzato in chassis da 19", di altezza 2 unità, corrente max 20 A con tensioni da 5 a 28 Vcc.

Mii
ELPACK - MILANO

Ricevitore VLF - HF con telecomando

L'alta sensibilità, le ottime caratteristiche con i grandi segnali, l'alta reiezione dell'intermodulazione e la possibilità di telecomando per tutti i modi di funzionamento mediante un'interfaccia dei dati standardizzata rendono il ricevitore ad onde corte EK070 della Rohde & Schwarz adatto per l'impiego nel range di frequenza da 10 kHz e 30 MHz come ricevitore per le telecomunicazioni e come ricevitore per il monitoraggio nella radioricerca e nei sistemi DF.

La versione IEC (IEC 625 bus/IEEE 488) dell'EK070, studiata per i piccoli sistemi o per il funzionamento computerizzato per le piccole distanze, consente il monitoraggio automatico delle bande di frequenza, la registrazione delle informazioni in arrivo e la variazione delle frequenze di funzionamento. La versione double-current (V_{28} - V_{10} secondo le specifiche CCITT) è adatta per il controllo di ricevitori slave e per l'impiego nei grandi sistemi di radiomonitoraggio.

Le frequenze di ricezione, la classe di emissione, la frequenza BFO, il modo di controllo e la larghezza di banda vengono selezionati mediante tasti chiaramente identificabili. Una manopola consente di impostare la frequenza in modo quasi continuo a passi di 10,100 o 1000 Hz in tutto il range della frequenza.

Oltre alle sette bande da 150 a 1200 Hz simmetriche intorno alla frequenza impostata, sono disponibili due filtri per le due bande laterali per il funzionamento in banda laterale singola.

Una memoria di 30 canali con alimentazione di emergenza memorizza la predisposizione del ricevitore completa ottenuta in funzionamento manuale, in telecomando o in modo combinato.

Il design modulare e i dispositivi di test incorporati per controllare il percorso del segnale tra l'ingresso dell'antenna e l'uscita della linea contribuiscono a rendere più facile la manutenzione del ricevitore.

Rhode & Schwarz
ROJE TELECOMUNICAZIONI - MILANO

4 darlington da 8A in un DIP

La disponibilità di una famiglia di dispositivi con 4 transitori darlington di potenza nello stesso package è stata annunciata dalla Micrologic Components. Incapsulate in un contenitore dual-in-line a 16 pin, le unità sono disponibili sia nella versione NPN che PNP.

La serie ND8 e PD8, caratterizzate da correnti di collettore di picco di 8A, sono particolarmente adatte per commutare alte correnti.

I tipi ND5 e PD5 presentano invece delle correnti nominali di 5A per elemento.

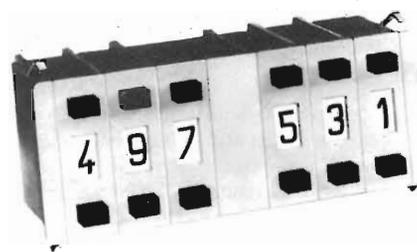
Tutte le unità possono sopportare tensioni di collettore di 100V.

I guadagni tipici sono superiori a 1000 con una corrente pari al 30% della massima.

Inoltre uno speciale dissipatore incorporato nel chip permette di avere una dissipazione totale del package di 3W.

Queste unità risultano particolarmente adatte per l'impiego in display, solenoidi, motori stepper e periferiche di computer.

Darlington quadrupli capaci di sopportare una corrente di picco di 8A per elemento.

Micrologic Components

Preselettore a due pulsanti uno per l'aumento e l'altro per la diminuzione.

Preselettore a due pulsanti

L'esigenza di miniaturizzazione contrasta spesso con le necessità dell'operatore, che richiede comandi grandi affinché siano facilmente manovrabili.

Il problema di ergonomia è stato risolto con l'introduzione dei preselettori a due pulsanti, uno per l'aumento, l'altro per la diminuzione, della serie DP100, prodotti da FM Atelier de Mécanique de Précision.

La famiglia DP100 ha anche altri vantaggi: cifre molto grandi, leggibili anche durante la commutazione a scatto rapido, montaggio senza accessori (le varie sezioni si incastrano l'una nell'altra), intercambiabilità con altri fabbricanti.

I preselettori della famiglia PD100 sono fornibili nei codici decimale, BCD diritto, BCD inverso, segno più o meno senza arresto, sia con circuito stampato prolungato per alloggiare resistori e diodi.

Le uscite sono a saldare oppure con pin innestabili su femmine o saldabili direttamente su circuito stampato madre.

FM Atelier de Mecanique
ELETRONIC - MILANO

Amplificatore per impianti d'azienda centralizzati

La Philips ha presentato un secondo dispositivo nella gamma degli amplificatori ibridi a larga banda (VHF/UHF) da 12 V. Si tratta dell'amplificatore a 3 stadi OM360 con larghezza di banda 40 ÷ 860 MHz. Questo amplificatore può essere utilizzato sia come amplificatore d'antenna su palo sia come preamplificatore per impianti centralizzati.

L'amplificatore OM360 offre guadagno tipico di 23 dB con una variazione del guadagno di soli 0,5 dB all'intera banda passante. La tensione di uscita con distorsione da intermodulazione a -60 dB (prova DIN 45004, 3 toni) ha un valore tipico di 107 dB. μV, mentre la cifra di rumore è di 7 dB. L'OM360 può essere utilizzato in impianti a 75Ω.

L'amplificatore misura 26 x 9 x 3 mm ed è dotato di una sola fila di 8 terminali distanziati 2,54 mm. Pur essendo stato studiato per l'alimentazione a 12 V, il dispositivo può anche essere alimentato a 24 V mediante resistore serie.

PHILIPS - MILANO

Circuiti integratori per radiocomunicazione

Dalla Plessey Semiconductors sono stati prodotti dei circuiti che incrementeranno considerevolmente il grado di integrazione di sistemi professionali di radiocomunicazione. Alla serie SL 6000 di circuiti lineari sono stati aggiunti i prodotti denominati SL 6270 e SL 6310.

L'SL 6270 è un amplificatore microfonico con AGC. Il circuito provvede a mantenere costante il livello di uscita anche se la voce giunge al microfono troppo bassa o troppo alta e quindi si prevede l'applicazione nei registratori e in impianti citofonici.

Una delle limitazioni, nei ricevitori portatili, della vita della batteria è l'alto consumo dell'amplificatore audio. Per questo motivo è stato progettato l'SL 6310 che elimina questo eccessivo consumo per mezzo di un'inconsueta circuiteria, che, applicando un segnale di "mute" mette in OFF il circuito quando il segnale ricevuto sia debole oppure rumoroso. Anche comunque in normali condizioni di funzionamento la corrente di standby è solo di 5mA, la metà dei dispositivi equivalenti; ciò nonostante l'SL 6310 ha la possibilità di fornire una potenza di uscita di 500 mW.

Plessey Semiconductor
PLESSEY ITALIA - MILANO

Alimentatore switching da 60 e 125 W

La Semiconductor Circuits Inc. ha ampliato la propria gamma di alimentatori switching introducendo nel mercato due serie denominate S1 ed S2 che possono fornire rispettivamente 60W e 15W di potenza con tensioni di uscita di 5, 12, 24 e 48Vcc.

La suddetta potenza è utilizzabile senza derating tra -40°C e +71°C di temperatura ambiente con un rendimento maggiore del 75%.

Il valore della temperatura superficiale del contenitore rispetto a quello dell'ambiente è contenuto entro un massimo di 15°C nelle condizioni nominali di rete e di carico.

Questi alimentatori sono completamente protetti in corrente (power foldback) e in tensione (OVP di tipo crowbar autoresettante).

La corrente assorbita durante il transistorio di accensione è inferiore a 10 A di picco. È prevista inoltre la possibilità di comandare l'uscita a distanza tramite un segnale logico TTL.

Nel caso di interruzione dell'alimentazione l'uscita non presenta overshoot e ciò li rende ideali per alimentare microprocessori e integrati a larga scala di integrazione.

Le dimesioni esterne del contenitore da 15W sono 81x150 mm e profondità 190 mm.

Semiconductor Circuits
COSMOS ELECTR. IT. - APPIANO (BZ)

Ritorna "GELOSO"

Mai, come con l'argomento che ha il titolo "GELOSO", il redattore si è trovato in imbarazzo. Una folla di pensieri preme dalla mente sulla mano e, al tempo stesso, una forza frenante arresta il deflusso della scrittura. Che si può dire altre al puro e semplice nome "GELOSO"? col nome è detto tutto.

La notizia era trapelata qualche mese fa tra i meglio informati. Ed è esplosa quasi subito perchè GELOSO, con la sola forza del ricordo mai tramontato, ha una potenza atomica. Altro che il colpo di cannone di Don Basilio. Tornano i prodotti GELOSO, dicono ormai tutti, e la notizia è verissima. Anzi, sono già tornati. Alla Fiera Campionaria di Milano la folla ha mostrato non l'usuale curiosità o il normale interesse, ma un'autentica simpatia.

Non esiste conoscitore di elettronica di media età, qualunque sia la sua preparazione da hobbista a ingegnere che non debba qualche cosa della sua formazione alla vecchia GELOSO.

Ora il nome glorioso riappare in un momento tecnologicamente avanzato, con programmi di assoluta avanguardia. I televisori sono già in vendita. Per l'autunno '80 sono in preparazione le linee di altri prestigiosi prodotti.

Salutare l'apparizione di un prodotto nuovo, è sempre cosa lieta, ma salutare il riapparire di un marchio di alto prestigio come "GELOSO" è auspicio esaltante.

La società che commercializza in prodotti "Geloso", la Jervin S.p.A. con sede in Nova Milanese (MI) Via Vesuvio, 1 - Tel. (0362) 44.164/5, sarà ben lieta di ricevere i vecchi e giovani amici di un marchio che già tanto scalpore ed entusiasmo ha saputo suscitare fra gli utenti ed operatori del settore.

nuovi prodotti

Mini-oscilloscopi c.c. - 50 MHz

La Iwatsu ha allargato la propria gamma di oscilloscopi rendendo disponibili tre nuovi modelli: l'SS-5421, l'SS-3510 versione dell'SS-5416.

Il mod. SS-5421 è una tripla faccia con doppia base tempi, ha una risposta in frequenza di 350 MHz (-3 dB) e un tempo di salita di 1ns max; il tubo catodico è rettangolare (6 pollici), alimentato da una tensione di accellerazione di 20KV.

La sensibilità è di 5 mV (1 mV in cascata).

Le dimensioni sono: 309W x 153H x 398L mm, il peso è di 11Kg e l'MTBF è di 6.500 ore.

Il mod. SS-3510 è il nuovo portatile della famiglia Iwatsu. Le dimensioni (in mm 210W x 100H x 3200L) ed il peso di soli 4 Kg, lo rendono particolarmente indicato per il servizio tecnico esterno.

È un doppia traccia, doppia base tempi, con una risposta in frequenza di 50 MHz (-3 dB) e il tempo di salita di 7 ns. Il tubo catodico è rettangolare (3,5 pollici) alimentato da una tensione di accellerazione di 12KV.

La sensibilità è di 2 mV e l'MTBF è di 10.000 ore.

Infine il mod. SS-5416A è la nuova versione dell'SS 5416, al quale sono state aggiunte nuove prestazioni, quali l'aumento della sensibilità a 1 mV, la disponibilità dell'accoppiamento trigger L F Rej ed il tubo catodico rettangolare a 6 pollici con reticolo inciso. Le rimanenti caratteristiche restano invariate: doppia traccia, doppia base tempi, risposta in frequenza di 40 MHz (-3 dB), alternate trigger, trigger hold-off, single sweep.

Le dimensioni sono 300W x 165H x 390L mm e il peso è di 8,8 kg, l'MTBF è di 10.000 ore.

Iwatsu
RADIEL - SEGRATE

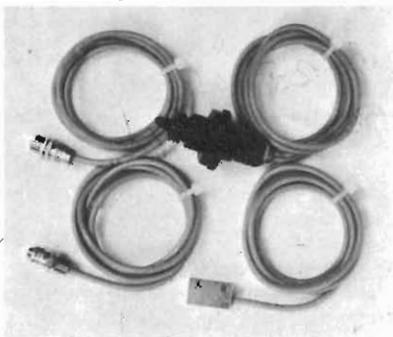
Interruttore con precisione 1 micron

Si tratta di un interruttore di comando e di misura con rispettibilità del punto di scatto di 1 micron presentato dalla Baumer Electric.

Con questo valore, con una corsa differenziale di 2 micron ed una corsa post scatto di 1,5 mm, con una forza di scatto compresa tra 30 e 100 gr, di piccole dimensioni (tipicamente ∅ 8 x 20 mm lunghezza) questo interruttore è adatto per costruire delle stazioni di misura dimensionali passa/non passa nei controlli di produzione, per creare zeri o riferimenti nelle tavole XY, nelle foratrici e fresatrici, nei torni e nelle rettifiche.

Un altro impiego è la rivelazione di piccole dilatazioni dovute a differenza di temperatura o di pressione od anche la protezione di utensili.

Il corpo dell'interruttore è metallico e filettato per permettere la regolazione in posizione.

Le peculiarità nel dispositivo stanno nella forma del contatto e nella punta azionatrice in zaffiro.

Interruttore di comando e di misura con ripetibilità di 1 micron.

Il tipo normale è protetto contro la polvere e gli spruzzi.

È fornibile tuttavia una versione completamente stagna per ambienti difficili con grado di protezione IP67.

L'interruttore può azionare direttamente fino a 24 V - 50 mA in corrente alternata. In corrente continua è consigliabile l'impiego di un amplificatore.

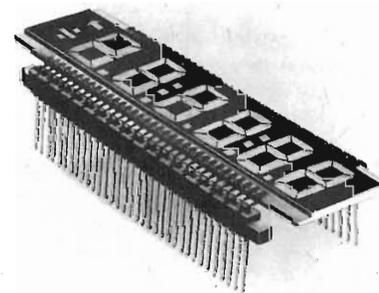
Baumer
ELETRONIC - MILANO

Connessioni per cristalli liquidi

I display a cristalli liquidi con 24, 40, 50 e 68 piedini, in due file ad una distanza qualsiaisi possono essere montati usando gli zoccoli su singola linea serie 0511 della Aries.

I contatti dorati di questi componenti sono doppi per ottenere una buona connessione sia con i piedini rotondi che con quelli piatti. Nel corpo dello zoccolo c'é un invito per facilitare l'inserzione dei cristalli liquidi.

I piedini sono a saldare, divisibili a gruppi di 2 o di 3.

Nel corpo sono presenti dei distanziatori di saldatura che permettono una facile pulizia ed evitano che il contatto si riempia di stagno. Sono previste anche delle barre di posizionamento che uniscono saldamente tra loro le coppie di zoccoli prima della saldatura.

Zoccoli su due file indipendenti per LCD.

Sono disponibili anche zoccoli da 8 a 10 pins distanziati di 0,2 pollici, con piedini a saldare, o da wire wrap, o in formato porta display. I contatti sono quelli doppi della Aries che assicurano un ottimo collegamento elettrico con una protezione per evitarne il danneggiamento.

Il corpo è in resina termoplastica caricata con distanziatori di saldatura per permettere una facile pulizia ed evitare il riempimento della molletta.

Aries
MICROLEM - MILANO

abbonarsi conviene perché...

Si riceve **la rivista preferita**, fresca di stampa, **a casa propria almeno una settimana prima che appaia in edicola.**
Si ha la **certezza di non perdere alcun numero** (c'è sempre qualcosa di interessante nei numeri che si perdono).
Il nostro servizio abbonamenti rispedisce tempestivamente eventuali copie non recapitate, dietro semplice segnalazione anche telefonica.
Si **risparmia** parecchio e ci si pone al riparo da eventuali aumenti di prezzo.
Si riceve la **Carta GBC 1981** un privilegio riservato agli abbonati alle riviste JCE, che dà diritto a moltissime facilitazioni, sconti su prodotti, offerte speciali e così via.
Si usufruisce dello **sconto 10%** (e per certe forme di abbonamento addirittura il 30%) **su tutti i libri** editi e distribuiti dalla JCE **per tutto l'anno.**

Si ricevono bellissimi e soprattutto utilissimi **doni** ...
Qualche esempio **TTL/IC Cross Reference Guide** un manuale che risolve ogni problema di sostituzione dei circuiti integrati TTL riportando le equivalenze fra le produzioni Mitsubishi, Texas Instruments, Motorola, Siemens, Fairchild, National, AEG-Telefunken, RCA, Hitachi, Westinghouse, General Electric, Philips Toshiba.
La Guida del Riparatore TV Color 1981 un libro aggiornatissimo e unico nel suo genere, indispensabile per gli addetti al servizio riparazione TV.
La Guida Radio TV 1981 con l'elencazione completa di tutte le emittenti radio televisive italiane ed il loro indirizzo.

18 buone convenienti

Le riviste JCE costituiscono ognuna un "leader" indiscusso nel loro settore specifico, grazie alla ormai venticinquennale tradizione di serietà editoriale.

Sperimentare, ad esempio, è riconosciuta come la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". Non a caso i suoi articoli sono spesso ripresi da autorevoli riviste straniere.

Selezione di Tecnica, è da oltre un ventennio la più apprezzata e diffusa rivista italiana per tecnici radio TV e HI-FI, progettisti e studenti. È considerata un testo sempre aggiornato. La rivista rivolge il suo interesse oltre che ai problemi tecnici, anche a quelli commerciali del settore. Crescente spazio è dedicato alla strumentazione, musica elettronica, microcomputer.

Elektor, la rivista edita in tutta Europa che interessa tanto lo sperimentatore quanto il professionista di elettronica. I montaggi che la rivista propone,

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
1) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE**	**L. 18.000** anzichè L. 21.600 (estero L. 25.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice 1980 di Sperimentare (valore L. 500)
2) Abbonamento 1981 a **SELEZIONE DI TECNICA**	**L. 19.500** anzichè L. 24.000 (estero L. 28.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice 1980 di Selezione (valore L. 500)
3) Abbonamento 1981 a **ELEKTOR**	**L. 19.000** anzichè L. 24.000 (estero L. 27.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500)
4) Abbonamento 1981 a **IL CINESCOPIO**	**L. 18.500** anzichè L. 24.000 (estero L. 26.000)	- Carta di sconto GBC 1981
5) Abbonamento 1981 a **MILLECANALI**	**L. 20.000** anzichè L. 24.000 (estero L. 30.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Inserto mensile Millecanali Notizie - Guida Radio TV 1981 (valore L. 3.000)
6) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE DI TECNICA**	**L. 35.000** anzichè L. 45.600 (estero L. 50.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
7) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + ELEKTOR**	**L. 35.000** anzichè L. 45.600 (estero L. 49.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
8) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + IL CINESCOPIO**	**L. 34.500** anzichè L. 45.600 (estero L. 48.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
9) Abbonamento 1981 a **SELEZIONE + ELEKTOR**	**L. 36.500** anzichè L. 48.000 (estero L. 51.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
10) Abbonamento 1981 a **SELEZIONE + IL CINESCOPIO**	**L. 36.000** anzichè L. 48.000 (estero L. 51.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)
11) Abbonamento 1981 a **ELEKTOR + IL CINESCOPIO**	**L. 35.700** anzichè L. 48.000 (estero L. 50.500)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000)

A TUTTI COLORO CHE RINNOVANO L'ABBONAMENTO AD ALMENO UNA RIVISTA JCE, IN OMAGGIO - LA GUIDA SPECIALE "FATTORI DI CONVERSIONE"

INOLTRE A TUTTI GLI ABBONATI SCONTO 10% PER TUTTO IL 1980 SUI LIBRI EDITI O DISTRIBUITI DALLA JCE.

idee d'abbonamento

impiegano componenti moderni facilmente reperibili con speciale inclinazione per gli IC, lineari e digitali più economici. Elektor stimola i lettori a seguire da vicino ogni progresso in elettronica, fornisce i circuiti stampati dei montaggi descritti.

Millecanali, la prima rivista italiana di broadcast, creò fin dal primo numero scalpore ed interesse. Oggi, grazie alla sua indiscussa professionalità è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni locali.

A partire da gennaio 1981 sarà ulteriormente arricchita con l'inserto MN (Millecanali Notizie) che costituisce il complemento ideale di Millecanali, fornendo oltre ad una completa rassegna stampa relativa a TV locali, Rai, ecc. segnalazioni relative a conferenze, materiali, programmi, ecc.

Il Cinescopio, l'ultima nata delle riviste JCE, sarà in edicola col 1° numero nel novembre 1980. La rivista tratta mensilmente tutti i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica.

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
12) Abbonamento 1981 a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 37.500** anzichè L. 48.000 (estero L. 54 000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - Inserto mensile Millecanali Notizie
13) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR**	**L. 52.500** anzichè L. 69.600 (estero L. 74 000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
14) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO**	**L. 52.000** anzichè L. 69.600 (estero L. 73 000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
15) Abbonamento 1981 a **SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO**	**L. 53.000** anzichè L. 72.000 (estero L. 75 000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
16) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO**	**L. 51.500** anzichè L. 69.600 (estero L. 72 000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
17) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO**	**L. 69.000** anzichè L. 83.600 (estero L. 97 000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
18) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 87.000** anzichè L. 107.600 (estero L. 120 000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - Inserto mensile Millecanali Notizie - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000) - Guida Radio TV 1981 (valore L. 3.000)

ATTENZIONE PER I VERSAMENTI UTILIZZARE IL MODULO DI CONTO CORRENTE POSTALE INSERITO IN QUESTO FASCICOLO

QUESTE CONDIZIONI SONO VALIDE FINO AL 15-1-81
Dopo tale data sarà ancora possibile sottoscrivere abbonamenti alle tariffe indicate ma si perderà il diritto ai doni.

a chi si abbona ad almeno due riviste JCE sconto 30% sui seguenti libri:

1) AUDIO HANDBOOK
L. 9500 (Abb. L. 6.650)

2) MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO TV
L. 18.500 (Abb. L. 12.950)

3) SC/MP
L. 9.500 (Abb. L. 6.650)

4) IL BUGBOOK V
L. 19.000 (Abb. L. 13.300)

5) IL BUGBOOK VI
L. 19.000 (Abb. L. 13.300)

6) IL TIMER 555
L.8.600 (Abb. L. 6.020)

7) IL BUGBOOK I
L. 18.000 (Abb. L. 12.600)

8) IL BUGBOOK II
L. 18.000 (Abb. L. 12.600

9) IL BUGBOOK II'
L. 4.500 (Abb. L. 3.150)

10) IL BUGBOOK III
L. 19.000 (Abb. L. 13.300)

11) LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

12) LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

13) CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

14) AUDIO E HI-FI
L. 6.000 (Abb. L. 4.200)

15) COMPRENDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO
L. 14.000 (Abb. L. 9.800)

* Valido fino al 31/12/80 per un massimo di 5 libri

16) INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI
L. 7.000 (Abb. L. 4.900)

17) LESSICO DEI MICROPROCESSORI
L. 3.200 (Abb. L. 2.240)

18) INTRODUZIONE AL PERSONAL E BUSINESS COMPUTER
L. 14.000 (Abb. L. 9.800)

19) LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI CON ESPERIMENTI
L. 14.000 (Abb. L. 9.800)

20) MANUALE DI SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI GIAPPONESI
L. 5.000 (Abb. L. 3.500)

21) EQUIVALENZE E CARATTERISTICHE DEI TRANSISTORI
L. 6.000 (Abb. L. 4.200)

22) TABELLE EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI E TUBI PROFESSIONALI
L. 5.000 (Abb. L. 3.500)

23) ESERCITAZIONI DIGITALI
L. 4.000 (Abb. L. 2.000)

24) IL NANOBOOK Z80 VOL. I - TECNICHE DI PROGRAMMAZIONE
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

25) DIGIT I
L. 7.000 (Abb. L. 4.900)

26) 100 RIPARAZIONI TV ILLUSTRATE E COMMENTATE
L. 10.000 (Abb. L. 7.000)

27) DBUG - UN PROGRAMMA INTERPRETE PER LA MESSA A PUNTO DEL SOFTWARE 8080
L. 6.000 (Abb. L. 4.200)

28) GUIDA AI CMOS
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

29) LA II RIVOLUZIONE INDUSTRIALE
L. 7.000 (Abb. L. 4.900)

30) TECNICHE D'INTERFACCIAMENTO DEI MICROPROCESSORI
L. 22.000 (Abb. L. 15.400)

31) IL NANOBOOK Z80 VOL. III - TECNICHE D'INTERFACCIAMENTO
L. 18.000 (Abb. L. 12.600)

32) INTRODUZIONE AL MICROCOMPUTER VOL. I - IL LIBRO DEI CONCETTI FONDAMENTALI
L. 35.000 (Abb. L. 24.500)

33) PRATICAL MICROPROCESSOR HEWLETT PACKARD
L. 35.000 (Abb. L. 24.500)

34) ELEMENTI DI TRASMISSIONE DATI
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

35) 300 CIRCUITI
L. 12.500 (Abb. L. 8.750)

36) LE RADIOCOMUNICAZIONI
L. 7.500 (Abb. L. 5.250)

37) ALLA RICERCA DEI TESORI
L. 6.000 (Abb. L. 4.200)

38) SELEZIONE DI PROGETTI
L. 9.000 (Abb. L. 6.300)

39) COSTRUIAMO UN MICROELABORATORE
L. 4.000 (Abb. L. 2.800)

40) TRANSISTOR REFERENCE CROSS GUIDE
L. 8.000 (Abb. L. 5.600)

41) PRINCIPI E TECNICHE DI ELABORAZIONE DATI
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

42) IL BUGBOOK VII
L. 15.000 (Abb. L. 10.500)

TAGLIANDO D'ORDINE OFFERTA SPECIALE LIBRI SCONTO 30%
RISERVATA AGLI ABBONATI AD ALMENO DUE RIVISTE JCE.

Da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

Nome ______________________

Cognome ______________________

Città ______________________ CAP __________

Codice Fiscale (indispensabile per aziende) ______________________

Data ______________ Firma ______________________

Inviatemi i seguenti libri:
(sbarrare il numero che interessa)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	26	27	28	29
	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42

☐ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + spese di spedizione

☐ Allego assegno n° .... di L. ....
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Mi sono abbonato a: ☐ Elektor ☐ Selezione di T. ☐ Millecanali ☐ Sperimentare ☐ Il Cinescopio

a mezzo: ☐ c/c postale ☐ assegno ☐ Presso il negozio ....

I CONTATORI "BRILLANTI"

PM 6667
120 MHz
Lit. 430.000*

PM 6668
1 GHz
Lit. 650.000*

* **Prezzi GEN. 1980 soggetti a variazioni cambio.**

- **Controllo con microprocessore**
- **Conteggio reciproco di frequenza**
- **Auto-triggering su tutte le forme d'onda**
- **Display a cristalli liquidi ad elevato contrasto**
- **TCXO ad elevata stabilità: 10^{-7}/ mese**
- **Sottoprogramma di autodiagnosi**
- **Dimensioni: 160 × 77 × 180 mm**

Questi nuovi contatori conglobano tutte le caratteristiche suddette. Il progetto basato su microcalcolatore a chip singolo consente di ottenere elevata risoluzione ed accuratezza più un funzionamento semplice ed una costruzione compatta ... tutto ad un basso costo.

L'elevata risoluzione deriva dall'impiego del conteggio di frequenza di tipo reciproco, che fornisce una risoluzione intrinsecamente elevata senza l'errore di +/− 1 ciclo. Per esempio, una risoluzione completa su sette cifre è ottenuta in solo un secondo. Questo procedimento evita la necessità di lunghi tempi di gate o di dover effettuare la misura del periodo e non presenta le limitazioni proprie dei sistemi con moltiplicatore di frequenza ad aggancio di fase.

Altri grossi benefici che comporta il progetto basato su microprocessore sono la facilità di funzionamento e la minimizzazione dei controlli, in quanto l'intelligenza built-in fornisce triggering e commutazione di range automatiche.
Un ulteriore miglioramento di precisione si può ottenere per mezzo del TCXO ad elevata stabilità, disponibile su opzione, mentre acccessori quali la batteria e la custodia per il trasporto estendono le possibilità di impiego nel servizio esterno.

I prezzi sono molto più bassi di quelli dei modelli tradizionali da 250 e 500 MHz; il PM 6668 da 1 GHz fa le stesse cose e molto di più, e costa meno!. Ordinatene uno oggi stesso:

Philips S.p.A. - Divisione Scienza & Industria
Viale Elvezia, 2 - 20052 MONZA
Tel. (039) 36.35.248
Filiali: BOLOGNA (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740
PADOVA (049) 657.700
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121

PHILIPS

Il telefono senza fili che si porta ovunque.

goldatex

Communication Systems Division

Raggio d'azione oltre 1000 metri.

Telefono senza fili ricetrasmittente con portata da 1.000 metri composto da ricetrasmettitore portatile e unità base.

RICETRASMETTITORE PORTATILE

Tastiera "keyboard" con pulsante memoria per la ripetizione del numero telefonico impostato. Presa per la ricarica delle batterie al NiCd. Completo di borsa per il trasporto.

UNITÀ BASE

Interruttore OFF-ON e tasto per segnalazione telefonate in arrivo. Alimentazione: 220 Volt

Con antenna esterna e in condizioni ottimali si ottengono collegamenti fino a 10.000 metri

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA

Job Line